

Министерство образования Российской Федерации



**Таганрогский государственный
радиотехнический университет**

**КАФЕДРА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ И
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ**

**АНАЛИЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ
ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ**

Методические указания к лабораторно-практическим занятиям
для студентов специальностей 2012, 2016
всех форм обучения

Р Т Ф

УДК 621.391.24.001.2(07.07) + 621.396.6.049.75(07.07)

Дятлов А. П., Дятлов П. А.

Анализ и моделирование обнаружителей сигналов: Методические указания к лабораторно-практическим занятиям. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2002. – 82 с.

Разработаны методические указания к практическим занятиям, контрольным и лабораторным работам, посвященные анализу и моделированию обнаружителей сигналов.

Методические указания предназначены для студентов специальностей 2012, 2016 дневной, заочной и дистанционной форм обучения, а также специалистов на курсах переподготовки повышения квалификации.

Табл. 16. Ил. 18. Библиогр.: 9 назв.

Рецензент Ю.Ф. Евдокимов, канд. техн. наук, профессор кафедры РТС ТРТУ.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Бурный прогресс науки и техники вызывает потребность широких слоев населения в непрерывном образовании, что делает актуальным развитие не только традиционных (контактных), но и дистанционных форм обучения.

В процессе дистанционного обучения для развития комплексного восприятия полученных знаний, навыков, умений и обеспечения индивидуализации перерабатываемого материала особую актуальность приобретают электронные междисциплинарные методические разработки, на основе которых возможно проведение лекционных и практических занятий, лабораторных и контрольных работ и курсового проектирования.

Данные методические указания предназначены для изучения метода анализа и моделирования обнаружения сигналов и основаны на использовании междисциплинарных связей:

1) для специальности 201600 между такими курсами, как „Радиотехнические цепи и сигналы“, „Радиолокационные и радионавигационные системы“, „Прикладная информатика“, „Основы компьютерного проектирования и моделирования радиоустройств и радиосистем“;

2) для специальности 201200 между такими курсами, как „Теория электрической связи“, „Основы теории систем связи с подвижными объектами“, „Прикладная информатика“, „Основы компьютерного проектирования и моделирования радиоэлектронных средств“, „Системы и сети связи с подвижными объектами“.

В настоящее время имеется целый ряд учебных пособий [1–3], посвященных анализу обнаружителей сигналов. Однако указанные пособия предназначены в основном для контактного вида обучения. Основной проблемой при дистанционном обучении является процесс контроля и тестирования обучаемого преподавателем и выполнение лабораторного практикума.

Для решения указанной проблемы дистанционного обучения предлагается электронное учебное пособие, состоящее из краткого теоретического базиса, методических указаний к практическим занятиям, контрольным и лабораторным работам. Для моделирования обнаружителей в процессе выполнения лабораторных работ предлагается использовать демонстрационную версию системы схемотех-

нического моделирования „Micro-Cap (5–7)“ [4], ориентированной на персональные компьютеры, совместимые с IBM PC.

Данные методические указания обеспечивают процесс самостоятельного, но при этом управляемого и контролируемого усвоения студентами определенного объема знаний и умений по наиболее важным разделам базовых дисциплин. Возможность дистанционного осуществления как практических занятий, так и лабораторных работ сокращает сроки и стоимость обучения по сравнению с „кейсовой“ технологией, что позволяет рекомендовать использование указаний не только для студентов дневной и заочной форм обучения, но и для специалистов, повышающих квалификацию в центрах переподготовки кадров.

1. РАДИОСИСТЕМЫ ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

Современный прогресс науки и техники тесно связан с разработкой и освоением теории и практики систем различного назначения. Одной из основных тенденций развития систем является постоянный рост их сложности, что обусловлено потребностью исследования все большего количества комплексных проблем различного характера и изучения всевозможных природных механизмов с целью адекватного отображения явлений реального мира.

К числу наиболее важных и распространенных классов систем относятся информационные радиосистемы (РС), которые подразделяются на РС передачи информации, РС обработки (извлечения) информации и РС управления.

РС обработки информации (РСОИ) предназначены для решения широкого круга актуальных народнохозяйственных задач, связанных с изучением различных физических явлений, повышением эффективности научно-исследовательских и производственных процессов и операций.

Наиболее широкое распространение РСОИ получили в таких областях радиоэлектроники, как радиолокация, радионавигация, радиосвязь, радиоизмерение, радиоконтроль и т.д.

Радиолокационные (РЛ), радионавигационные (РН), радиосвязные (РСв), радиоконтрольные (РК) РСОИ оказывают существенное влияние на уровень прогресса в различных отраслях народного хозяйства, являясь основным видом технических средств, обеспечивающих современное и правильное принятие решений при выполнении тех или иных мероприятий в экстремальных ситуациях.

Процесс извлечения информации в РСОИ происходит в несколько этапов, которые характеризуют первичную, вторичную и третичную обработки. Под первичной обработкой информации понимается совокупность функциональных или операторных преобразований входных процессов, на основе которых формируется оценка информативных параметров сигналов. Сюда относятся такие операции, как предварительная селекция сигналов по различным параметрам, преобразование входного потока информации в нормированный поток, сравнение оценок параметров с мерой, приведение выходного эффекта к удобному для отсчета виду. Если при первичной обработке используются статистические отличия полезных

сигналов от помех, то при вторичной обработке используются статистические характеристики совокупности параметров исследуемых процессов, на основе которых решаются такие задачи, как, например, идентификация типа источника сигнала, определение его текущих координат.

Вторичная обработка осуществляется на основе информации, полученной в результате последовательной или параллельной первичной обработки, путем отождествления оценок, относящихся к одному и тому же источнику сигналов. При использовании РСОИ в системе более высокого ранга информация, полученная в результате вторичной обработки, может использоваться совместно с подобной информацией от других РСОИ для решения различных комплексов задач, например, таких, как выработка команд на управление объектами, оптимальное целераспределение, принятие специальных мер для улучшения отдельных технических характеристик систем. Такая совокупность операций соответствует третичной обработке. Каждая из перечисленных видов обработки информации может быть реализована отдельной системой. Наиболее важной при этом является РС первичной обработки информации (РСПОИ) вследствие большой информационной значимости. Сложность РСОИ определяется в основном тактическими и техническими требованиями к РСПОИ, ввиду большого многообразия принципов, алгоритмов и возможных вариантов реализации. Все это свидетельствует об актуальности исследования РСПОИ, которые хотя и входят в состав РСОИ, но тем не менее обладают всеми признаками, характеризующими ее как большую систему. Сюда следует отнести наличие сложной структуры и соответствующей организации.

Анализ состояния теории и практики РСПОИ показывает, что в настоящее время при проектировании используется большое количество принципов, методов, алгоритмов и вариантов реализации. Это многообразие обусловлено тем, что, с одной стороны, постоянно увеличивающийся поток радиотехнической информации вызывает необходимость в создании РСПОИ, разнообразных по назначению с различным объемом функциональных преобразований, а с другой стороны, постоянное совершенствование идейной и конструктивно-технологической базы способствует появлению новых методов, алгоритмов и вариантов их реализации.

РСОИ в интересах РЛ, РН и РК в общем случае предназначены для решения задач распознавания различных образов (отождествления траекторий движения объектов, идентификации целей и активных РС, оптимального целераспределения и т.д.).

В настоящее время при построении РС, осуществляющих распознавание образов, широкое применение находят методы, в основе которых лежат предположения о свойствах сигналов. При этом описание множеств $\{M\} = \{M_1, \dots, M_i, \dots, M_k\}$, подлежащих распознаванию образов, производится набором информативных признаков сигналов $\{L\} = \{L_1, \dots, L_i, \dots, L_p\}$. Классификация образов осуществляется на основе разделяющих правил, которые построены с учетом информации об исследуемых признаках.

Использование такой модели распознавания позволяет представить РСОИ в виде иерархической структуры, общий вид которой приведен на рис. 1.

РСПОИ, хотя и является подсистемой РСОИ, обладает совокупностью признаков (единой целью, многофункциональностью, большим числом взаимонезависимых частей, стохастичностью процесса обработки и т.д.), позволяющих отнести ее к классу сложных систем.

При решении задачи распознавания на основе оценки совокупности независимых информативных признаков в РСПОИ производится распараллеливание процедуры обработки информации, и при этом структура РСПОИ может быть представлена в виде совокупности специализированных РСПОИ, например, РСПОИ обнаружения; РСПОИ пеленгования и т.д.

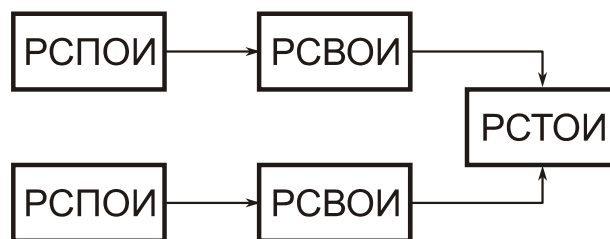


Рис. 1

В данной работе основное внимание уделяется первичной обработке информации в РС. Составление модели РСПОИ начинается с определения структуры, необходимой для выполнения главной функции. При этом задаются и основные внешние воздействия. Результатом анализа построенной модели является получение

ние зависимости показателя качества от внешних воздействий и параметров системы.

При исследовании РСПОИ чаще всего приходится анализировать тракты формирования, преобразования и выделения сигналов. При анализе РСПОИ приходится сталкиваться с двумя типами задач: детерминированными и статистическими.

С детерминированной задачи приходится начинать, чтобы убедиться, что выбранная структура обеспечивает заданные преобразования сигнала с доступной величиной линейных и нелинейных искажений.

Особую роль играют задачи, связанные с анализом РСПОИ при воздействии на них совокупности сигналов и помех, что приводит к появлению флюктуационных искажений. Показатели качества при этом характеризуют погрешность системы (среднеквадратичную погрешность, вероятность ошибочного решения и т.п.).

РСПОИ предназначены для обнаружения, оценивания информационных параметров сигналов, классификации видов сигнала и приведения эффекта на ее выходе к виду, удобному для отсчета или дальнейшей обработки.

Основными информационными параметрами сигналов, подлежащих выделению, являются: 1) несущая частота; 2) вид излучения (непрерывный, импульсный); 3) длительность импульсов; 4) ширина спектра или интервал корреляции; 5) период повторения импульсов и другие временные параметры импульсных последовательностей; 6) пеленг источника РИ; 7) уровень мощности; 8) вид и параметры модуляции сигналов.

РСПОИ представляет собой совокупность из линейного тракта (ЛТ), измерительной подсистемы (ИП) и устройства отображения полученной информации (УО) (рис. 2Рис. 2).

Линейный тракт (ЛТ) РСПОИ включает в себя антенное устройство (АУ) и приемник и предназначен для поиска и селекции сигналов по поляризации, пространству и частоте, усиления, преобразования по частоте и нормирования сигналов по уровню.

ИП состоит из набора обнаружителей (Обн), устройств оценивания параметров сигналов (УОц), классификаторов сигналов (Кл) и предназначена для инфор-

мационного преобразования сигналов в постоянное напряжение или код.

УО состоит из набора индикаторов различного типа (цифровых, аналоговых, визуальных) и предназначено как для отображения, так и хранения оценок информативных параметров сигналов.



Рис. 2

Используемые в РСПОИ устройства отличаются многообразием используемых признаков, методов и вариантов их реализации. Так, в качестве антенных устройств (АУ) находят применение всенаправленные, узкополосные, поисковые многолучевые, интерферометрические антенны и фазированные решетки. В качестве приемников (Пр) находят применение детекторные приемники, приемники с мгновенным измерением частоты, узкополосные и широкополосные супергетеродинные приемники, многоканальные и матричные приемники, приемники с акустооптической обработкой, перестраиваемые гетеродинные приемники со сжатием импульсов и автокорреляционной обработкой.

Выбор методов и вариантов реализации устройств определяется целевым назначением и условиями применения РСПОИ.

На основе концептуального описания назначения, применения особенностей радиообстановки (РО) и принципов действия РСПОИ основные тактико-технические требования могут быть сформулированы следующим образом. РСПОИ должны обеспечивать: обнаружение и оценивание необходимого числа параметров сигналов с высокой достоверностью; обработку процессов в реальном масштабе времени; высокую пропускную способность; требуемый уровень надежности и готовности; допустимый уровень используемых ресурсов.

Обработка сигналов в ЛТ может быть описана следующим соотношением:

$$F_1[y(t)] = y_n(t),$$

где $y(t)$ – входной процесс; $y_n(t)$ – нормированный процесс.

Информационные преобразования сигналов с целью формирования оценки полезного параметра сигнала осуществляются в ИП в соответствии с оператором

$$F_2[y_n(t)] = F_3\{l\},$$

где $F_3\{l\}$ – функциональная зависимость выходного эффекта от совокупности информационных параметров $\{l\}$.

Процесс обработки сигналов в РСПОИ завершается представлением данных в удобном для отсчета или дальнейшего использования виде. С этой целью в УС реализуется оператор

$$F_4[F_3\{l\}] = \{l\}.$$

УО имеет второстепенное значение в составе РСПОИ, так как в РСОИ индикация и отображение результатов осуществляется в РСВОИ или РСТОИ.

Целевое назначение РСПОИ оказывает существенное влияние на номенклатуру и количество оцениваемых параметров сигналов.

Многофункциональные РСПОИ обладают высокой универсальностью благодаря использованию большого количества оцениваемых информативных параметров.

Специализированные РСПОИ предназначены для выполнения конкретной функции (обнаружения, пеленгования и т.п.).

В данной работе рассматриваются специализированные РСПОИ, предназначенные для обнаружения, которые далее сокращенно обозначаются РСО.

2. РАДИОСИСТЕМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ

Радиосистемы обнаружения (РСО) находят применение в радиолокации, радионавигации, радиосвязи, радиоконтроле, радиосвязи.

В процессе проектирования РСО используются математические, экспериментальные и эвристические методы.

При применении математических методов составляется математическое описание условий работы РС, ограничений, накладываемых на структуру РС и значения ее параметров, частных и общего критериев эффективности, затем на основе методов синтеза и анализа отыскиваются алгоритмы работы и параметры РС, обеспечивающие выполнение поставленной задачи. Значительное место при таком проектировании занимает моделирование.

Под моделью понимается такая мысленно представленная (абстрактная) или материально реализованная (физическая) система, которая, отображая или воспроизводя объект исследования, способна замещать его так, что ее изучение дает необходимую информацию об этом объекте.

Физическая модель имеет ту же природу, что и оригинал, а математическая модель основывается на идентичности математического описания процессов в модели и оригинале. Модель должна отражать основные особенности РС, быть чувствительной к характеристикам, влияющим на ее эффективность, и в то же время не быть чрезмерно сложной и загроможденной малосущественными для анализа параметрами.

Структурная схема модели РСО приведена на рис. 3, где ЛТ – линейный тракт приемного устройства; Об – обнаружитель; УО – устройство отображения информации.

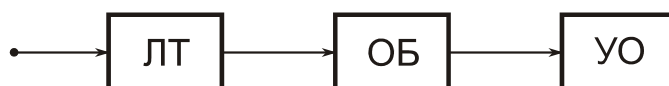


Рис. 3

РСО должна обеспечивать обнаружение всех находящихся в заданной зоне обслуживания источников радиоизлучений (ИРИ), которые совместно с помехами могут быть описаны моделью радиообстановки (РО).

Эффективность РСО характеризуется характеристиками помехоустойчиво-

сти. При энергетическом подходе для оценки помехоустойчивости используется отношение сигнал/помеха, а при статистическом подходе – вероятность правильного обнаружения $P_{по}$ и ложных тревог $P_{лт}$.

Для количественного анализа модели РСПОИ соответствует эквивалентная схема. При этом дается математическое описание существенных элементов системы, выбирается система параметров, позволяющая получить количественные соотношения. В эквивалентной схеме реальные функциональные узлы (ФУ) заменяются эквивалентными звеньями.

Одной из важнейших задач подготовки информационной базы для проектирования на функциональном уровне является обобщенное представление функциональных узлов, не зависящее от типа сигналов и структуры РСПОИ. Форма описания должна адекватно отображать поведение функционального узла в областях рабочих частот (времен) и амплитуд, должна быть удобна для методов автоматизированного анализа, иметь связь с традиционным анализом и допускать экспериментальную проверку в процессе идентификации конкретных устройств.

Функциональные узлы различаются по признакам линейности и инерционности, в соответствии с которыми их можно разделить на линейные инерционные, нелинейные безынерционные, нелинейные инерционные. Линейные инерционные функциональные узлы в соответствии с принятой практикой описываются с помощью частотных характеристик, не зависящих от амплитуды сигнала. Нелинейные безынерционные узлы описываются частотно-независимыми характеристиками в функции амплитуды сигнала.

К настоящему времени сложился определенный набор типовых функциональных узлов, используемых в РСПОИ. Анализируя эквивалентные схемы отдельных участков структуры РСПОИ, в большинстве случаев их можно представить сравнительно небольшим числом типовых ФУ. Так, РСО, осуществляющий усиление, преобразование частоты, частотную селекцию сигналов, может быть представлен полосовым фильтром (ПФ), а ИП, в которой осуществляются такие преобразования сигналов, как амплитудное, частотное, фазовое детектирование, корреляционная и квадратурная обработки, ограничение и т.п., может быть представлена совокупностью таких ФУ, как нелинейный элемент (НЭ) и фильтр ниж-

них частот (ФНЧ).

Достоинством подхода, основанного на использовании эквивалентных схем, является возможность представления разнообразных РСО в виде типового радиозвена (ТРЗ), структура которого приведена на рис. 4. Несмотря на существенное упрощение структуры РСПОИ, в данной модели имеется возможность учесть многообразие входных воздействий и принципов функционирования путем соответствующего математического описания ФУ

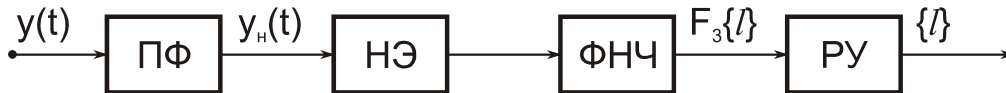


Рис. 4

Важной составной частью исследований информационных свойств РСПОИ является этап формализации потока входной информации и составления математических моделей сигналов и помех.

В общем случае описание радиотехнической обстановки применительно к условиям работы РСПОИ можно представить в виде многокомпонентного процесса, отображающего совокупность сигналов, естественных и искусственных помех, а также внутренних шумов. Многоканальный процесс, соответствующий модели радиотехнической обстановки, представляет собой совокупность полезных и мешающих сигналов, которые имеют различные временной характер (импульсный или непрерывный), степень детерминированности (квазидетерминированные, случайные), характеристики случайности (гауссовы и негауссовы, стационарные и нестационарные), объем априорной информации (неизвестны один или несколько параметров, законы распределения или их числовые характеристики).

При составлении рабочих моделей сигналов и помех могут использоваться различные подходы, например, волновой и феноменологический. При использовании феноменологического подхода для составления модели радиотехнической обстановки целесообразно использовать параметрические модели, что обеспечивает получение достаточно полного представления об исследуемых сигналах при допустимом уровне сложности и громоздкости исследований.

Модель РО на входе РСПОИ можно представить в виде многокомпонентного процесса

$$y_0(t) = \sum_{i=0}^n S_i(t, l_i, \vec{\alpha}) + \sum_{j=0}^k \xi_j(t, \vec{\alpha}_1) + \sum_{t=0}^m \eta_t(t, \vec{\alpha}_1) + N(t), \quad (2.1)$$

где $S_i(t, l_i, \vec{\alpha})$ – сигнал с информационным параметром l_i и сопутствующими параметрами $\vec{\alpha}$, характеризующими уровень априорной неопределенности и влияние мультипликативной помехи; $\xi_j(t, \vec{\alpha}_1)$ – j -й – сосредоточенный по спектру процесс; $\eta_t(t, \vec{\alpha}_1)$ – импульсный процесс; $N(t)$ – флюктуационная помеха, представляющая аддитивную смесь естественных помех и внутреннего шума; $\vec{\alpha} = \{\alpha_1, \dots, \alpha_m\}$ – совокупность сопутствующих параметров; $\xi_j(t)$ и $\eta_t(t)$ – являются частными случаями коррелированной помехи $P(t, \vec{\alpha}_1)$.

В связи с тем, что проектирование РСПОИ при многокомпонентном процессе $y(t)$ является чрезвычайно сложной и в общем случае нерешенной проблемой, то на начальных этапах проектирования используется методический прием, основанный на использовании упрощенной, например, двухкомпонентной РО.

Преобразование многокомпонентной РО в двухкомпонентную может быть достигнуто при использовании совокупности поляризационной, пространственной, частотной, амплитудной, временной и структурной селекции, осуществляемых в ЛТ РСО.

Изучение методов анализа прохождения сигналов и помех через РСПОИ целесообразно начать со случая двухкомпонентного входного процесса

$$y(t) = S_i(t, l_i, \vec{\alpha}) + N(t) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_c, \quad (2.2)$$

где t_0 – момент начала наблюдения; T_c – длительность наблюдения.

Двухкомпонентная модель РО имеет большее количество вариантов, зависящих от видов и параметров компонент и объема априорной информации.

Сформулируем исходные условия, имеющие общий характер для всех вариантов двухкомпонентной модели РО.

Чтобы выполнить анализ прохождения помех через приемный тракт и рассмотреть вопросы обнаружения сигнала в помехах, нужно заменить реальные помехи некоторой математической моделью:

1) прием детерминированного сигнала

$$y(t) = S(t, l) + N(t) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_c;$$

2) прием сигнала с неизвестной фазой φ_c

$$y(t) = S(t, l, \varphi_c) + N(t) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_c;$$

(2.3)

3) прием сигнала с неизвестной частотой ω_c

$$y(t) = S(t, l, \omega_c) + N(t) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_c;$$

4) прием сигнала с неизвестной формой (видом модуляции)

$$y(t) = S(t, l, \vec{\alpha}, \omega_c, \varphi_c) + N(t) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_c.$$

Многообразие источников радиоизлучений, принимаемых и обрабатываемых в РСПОИ, обуславливает разнообразие типов сигналов $S(t, l, \vec{\alpha})$. Возможный вариант систематизации сигналов приведен в табл. 1.

Сигналы, используемые в РСПОИ, представляют собой физическую величину, являющуюся функцией времени. Напряжение действительного сигнала обычно представляют в виде

$$S(t) = A(t) \cos [\omega_0 t + \gamma(t)]. \quad (2.4)$$

Здесь $A(t)$ – огибающая сигнала; $\omega_0 = 2\pi f_0$, где f_0 – несущая частота, а $\gamma(t)$ – фаза сигнала.

Важнейшими энергетическими характеристиками сигнала являются его мощность и энергия. Если $S = S(t)$ – его напряжение или ток, то $S^2(t)$ – его мгновенная мощность на сопротивлении в 1 Ом. Для интервала времени t_1, \dots, t_2 энергия сигнала определяется интегралом от мгновенной мощности

$$\mathcal{E}_c = \int_{t_1}^{t_2} S^2(t) dt. \quad (2.5)$$

Если сигнал $S(t)$ представляет собой регулярную функцию времени, удовлетворяющую условиям абсолютной интегрируемости, а также условиям Дирихле, то его комплексный спектр определяется преобразованием Фурье

$$F_c(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \exp(-j\omega t) dt, \quad \omega = 2\pi f. \quad (2.6)$$

Энергию сигнала, определяемую соотношением (2.5), можно выразить через модуль спектральной плотности $2|F_c(\omega)|^2 = G(\omega)$, если воспользоваться равенством Парсеваля.

Описание временных, спектральных и корреляционных характеристик наиболее распространенных сигналов и помех приведено в приложении П.3.

При прохождении сигналов и помех через ЛТ возникают линейные, нелинейные и флюктуационные искажения. При проектировании РСО для обеспечения заданного качества функционирования необходимо владеть методами анализа упомянутых искажений и оптимизации параметров ФУ для достижения допустимого уровня искажений (см. приложение П.2).

При предоставлении ЛТ полосовым фильтром (ПФ) целевая функция ЛТ соответствует выделению полосы частот, в которой содержится энергия полезного сигнала $S(t, l, \vec{\alpha})$ из многокомпонентного процесса поступающего на вход ЛТ, т.е. осуществление операции частотной избирательности (разрешения), в результате которой многокомпонентный процесс на входе РСО $y_1(t)$ преобразуется в двухкомпонентный процесс $y_2(t)$ на выходе ЛТ.

3. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ОБНАРУЖЕНИЯ

3.1. В радионавигации, радиолокации, связи и радиоконтроле обнаружение сигналов на фоне помехи является одной из основных задач первичной обработки информации. Обнаружение сигнала соответствует понятию решения о наличии сигнала (гипотеза H_1) или его отсутствии (гипотеза H_0) в результате наблюдения на интервале времени $[t_c + t_0 + T_c]$ случайного процесса $y_0(t)$, представляющего смесь сигнала $S(t, l, \vec{\alpha})$ и помехи $N(t)$, где t_0 – момент прихода сигнала; T_c – интервал наблюдения; l – информационный параметр сигнала; $\vec{\alpha}$ – вектор сопутствующих параметров. В общем случае описание радиотехнической обстановки (РО) применительно к условиям работы радиосистем первичной обработки информации (РСПОИ) можно представить в виде многокомпонентного процесса $X(t)$, отображающего совокупность сигналов, естественных и искусственных помех, а также внутренних шумов. Многокомпонентный процесс $X(t)$ представляет собой совокупность полезных и мешающих сигналов, которые имеют различные временной характер (импульсный или непрерывный), степень детерминированности (квазидетерминированные, случайные), характеристики случайности (гауссовы и негауссовы, стационарные и нестационарные), объем априорной информации (неизвестны один или несколько параметров, законы распределения или их числовые характеристики).

Однако при использовании комбинации различных видов селекции в РСПОИ процесс $x(t)$ можно свести к двухкомпонентному, который представляет собой аддитивную смесь сигнала и помехи:

$$Y_c(t) = S(t, l, \vec{\alpha}) + N(t), t_0 \leq t \leq t_0 + T_c.$$

Многообразие сигналов, подлежащих первичной обработке, может быть достаточно полно представлено совокупностью следующих 4 классов сигналов: простых импульсных (ПИС), сложных импульсных (СИС), гармонических (ГС) и шумовых (ШС) сигналов, которые позволяют отразить основные общие свойства сигнала, а именно: деление сигналов на импульсные и непрерывные, узкополосные и широкополосные, детерминированные и стохастические, одночастотные и многочастотные. В зависимости от априорной информации, имеющейся при обна-

ружении, сигналы подразделяются на детерминированные, квазидетерминированные и шумовые.

Детерминированные сигналы $S(t, l)$ – сигналы с полностью известными параметрами. Квазидетерминированные сигналы $S(t, l, \vec{\alpha})$ – сигналы с частотно-неизвестными параметрами. Шумовые сигналы $S(t, l, \vec{\alpha})$ – случайные гауссовы стационарные процессы с корреляционной функцией $R_c(\tau)$.

Наиболее распространенными разновидностями помех $N(t)$ являются некоррелированные гауссовы стационарные помехи (белый шум), которые адекватны внутренним шумам РСПОИ и внешним шумам естественного и искусственного происхождения.

В качестве моделей ГС, ПИС, СИС и ШС используются принятые в радиолокации узкополосные модели детерминированных и квазидетерминированных случайных процессов, свойства которых описываются временными, спектральными и корреляционными характеристиками, приведенными в приложении П.3.

Для описания сигналов используется аналитическое представление

$$S(t, l, \vec{\alpha}) = U(t) \cos [\omega_c t + \varphi(t) + \varphi_c] \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_c,$$

где $U(t)$ – огибающая сигнала; $f_c = \omega_c/2\pi$ – несущая частота сигнала; $\varphi(t)$ – закон изменения фазы; φ_c – начальная фаза.

При приеме квазидетерминированных сигналов параметры $[U(t), f_c, \varphi(t), \varphi_c]$ (все или часть из них) полагаются априорно неизвестными, а известны только время появления сигнала на входе обнаружителя t_0 и интервал наблюдения T_c .

При импульсном характере сигнала интервал наблюдения соответствует длительности импульса ($T_c = \tau_n$), т.е. рассматривается случай моноимпульсной обработки, а при непрерывном сигнале T_c определяется и режимами поиска сигнала в РСПОИ по поляризации, пространству и частоте. Огибающая сигнала $U(t)$ при импульсном характере сигнала соответствует его амплитуде $U_{мс}$ и находится в интервале $U_{мс} \in [U_{мин}, U_{мин} \cdot D]$, где $U_{мин}$ – уровень напряжения, соответствующий реальной чувствительности РСПОИ; D – динамический диапазон РСПОИ. Несущая частота сигнала f_c находится в пределах $f_c \in \left[f_n - \frac{\Delta f_n}{2}; f_n + \frac{\Delta f_n}{2} \right]$, где f_n – централь-

ная частота РСПОИ; Δf_n – ширина рабочего частотного диапазона РСПОИ, которая выбирается из условия $\Delta f_n \geq \Delta f_c$; Δf_c – ширина спектра сигнала.

Закон изменения фазы сигнала $\varphi(t)$ определяется видом угловой модуляции сигнала и может быть дискретным и непрерывным, детерминированным и стохастическим.

Начальная фаза φ_c сигнала равномерно распределена в пределах $\varphi_c \in [0, 2\pi]$.

Ширина спектра сигнала Δf_c находится в пределах $\Delta f_c \in [\Delta f_{c \text{ мин}}, \Delta f_{c \text{ макс}}]$, где $\Delta f_{c \text{ мин}}$, $\Delta f_{c \text{ макс}}$ – минимально и максимально ожидаемые значения ширины спектра сигнала.

Для простых импульсных сигналов $\Delta f_c = 2/\tau_{\text{и}}$; для сложных импульсных сигналов $\Delta f_c = B/\tau_{\text{и}}$, где B – база сигнала; для шумовых сигналов $\Delta f_c = B/T_c$.

3.2. В теории статистических решений показано, что при обнаружении сигнала на фоне белого шума оптимальное решающее правило основано на сравнении отношения правдоподобия $\Lambda(y_0)$ с некоторым нормированным порогом $U_{\text{пор}}$ [1–3]:

$$\Lambda(y_0) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} U_{\text{пор}}.$$

Для выбора порога при отсутствии вероятностей наличия и отсутствия сигнала в процессе $y_0(t)$ используется критерий Неймана – Пирсона.

При обнаружении детерминированного сигнала $S(t, l)$ на фоне белого шума в результате анализа отношения правдоподобия $\Lambda(y_0)$ алгоритм оптимального обнаружителя соответствует вычислению корреляционного интеграла и сравнению его с порогом [3]

$$Z_k = \frac{1}{T} \int_0^T S_{\text{оп}}(t, l) y_0(t) dt \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} U_{\text{пор}}, \quad (3.1)$$

где Z_k – эффект на выходе обнаружителя; T – постоянная интегрирования в обнаружителе; $S_{\text{оп}}(t, l)$ – копия сигнала.

Оптимальный обнаружитель (3.1) получил название когерентного обнаружителя. Эти обнаружители находят применение при приеме когерентных радиолокационных и радионавигационных сигналов, сигналов синхронизации, стимули-

рующих сигналов и т.д.

Структура когерентного обнаружителя приведена на рис. 5, где ЛТ – линейный тракт РО; ПФ – полосовой фильтр; П – перемножитель; ГКС – генератор копии сигнала; ПУ – пороговое устройство.

Следует отметить, что техническая реализация алгоритма обнаружения (3.1) в виде корреляционного устройства является не единственно возможной.

Корреляционный интеграл (3.1) может быть реализован согласованным фильтром, импульсная характеристика которого соответствует „зеркальному отражению“ копии сигнала $h_{сф}(\tau - t) = S_{оп}(t, \lambda)$ [3].

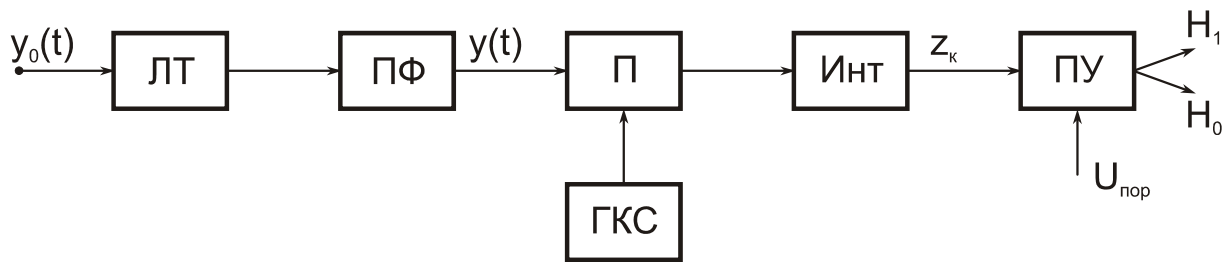


Рис. 5

Алгоритм обнаружения на основе использования согласованного (оптимального) фильтра имеет вид

$$Z_k = \frac{1}{T} \int_0^T h_{сф}(T-t)y_0(t) dt \begin{matrix} H_1 \\ \geq U_{пор} \\ H_0 \end{matrix}$$

Структура обнаружителя на основе согласованной фильтрации приведена на рис. 6, где СФ – согласованный фильтр.

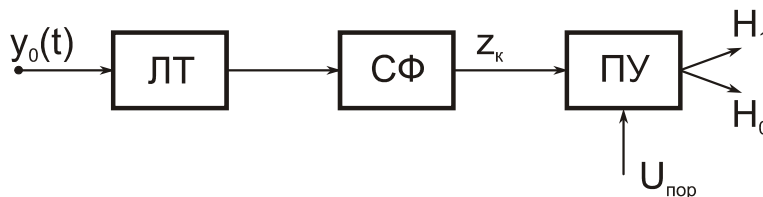


Рис. 6

При обнаружении квазидетерминированного сигнала $S(t, l, \varphi_c)$ с неизвестной начальной фазой φ_c , распределенной равномерно на фоне белого шума, на основе анализа отношения правдоподобия $\Lambda(y_0)$ оптимальный алгоритм некогерентного обнаружения может быть представлен следующим образом:

$$Z_k = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} U_{\text{пор}}, \quad (3.2)$$

где $Z_{1(2)} = \frac{1}{T} \int_0^T S_{1(2)}(t) y_0(t) dt$; $S(t, l, \varphi_c) = U_{\text{мс}}(t) \cos [\omega_c t + \varphi(t) + \varphi_c]$; Z_k – эффект на выходе некогерентного обнаружителя (H_0); $Z_{1(2)}$ – квадратурные составляющие.

Оптимальный некогерентный обнаружитель, обеспечивающий обработку в соответствии с (3.2), называется когерентным обнаружителем с квадратурной обработкой, структура которого приведена на рис. 7, где Фвр – фазовращатель на $\pi/2$; УКО – устройство квадратурной обработки.

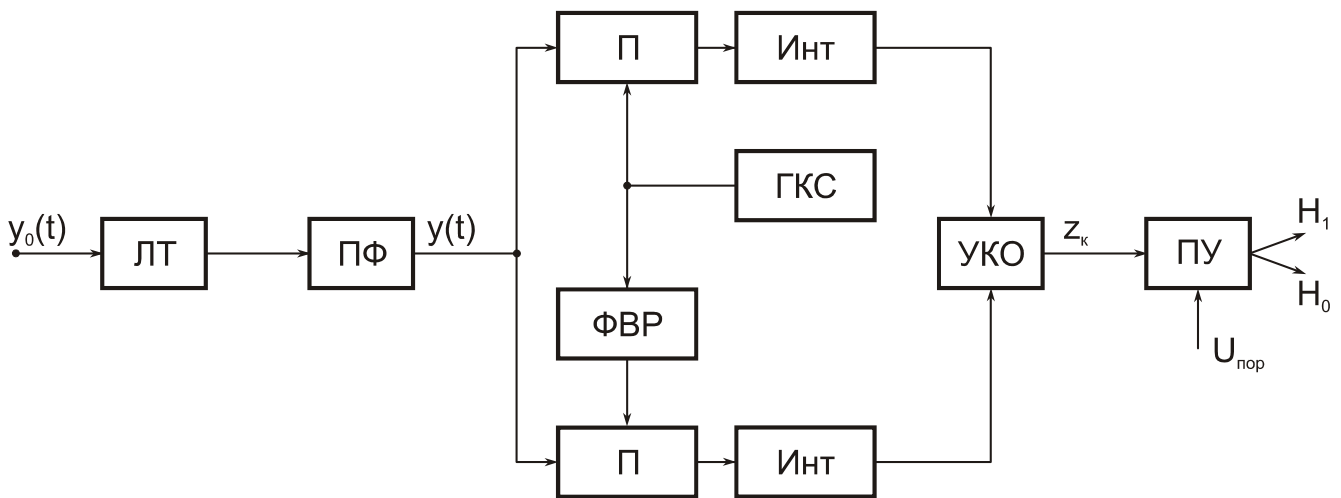


Рис. 7

Структурная схема оптимального обнаружителя (3.2) может быть представлена также и в фильтровом варианте при использовании согласованного фильтра с импульсной характеристикой $h_{\text{сф}}(T-t) = S_{\text{оп}}(t, l, \varphi_c)$. Огибающая отклика согласованного фильтра Z_k инвариантна к неизвестной фазе φ_c и для ее выделения в состав обнаружителя необходимо ввести линейный детектор (ЛД) [3]:

$$Z_k = \frac{1}{T} \int_0^T |h_{\text{сф}}(T-t) y_0(t)| dt \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} U_{\text{пор}}.$$

Структура оптимального обнаружителя с согласованной фильтрацией и выделением огибающей выходного отклика приведена на рис. 8.

При обнаружении квазидетерминированного сигнала $S(t, l, \omega_c, \varphi_c)$ с известной шириной спектра Δf_c и неизвестными несущей частотой ω_c и начальной фазой φ_c , распределенными равномерно на фоне белого шума, оптимальный алгоритм обна-

ружения соответствует согласованной параллельной фильтрации [2]:

$$\begin{aligned}
 Z_{k1} &= \frac{1}{T} \int_0^T |h_{\text{сф}1}(T-t)y_0(t)| dt \stackrel{H_1}{\geq} U_{\text{пор}}; \\
 Z_{ki} &= \frac{1}{T} \int_0^T |h_{\text{сф}i}(T-t)y_0(t)| dt \stackrel{H_1}{\geq} U_{\text{пор}}; \\
 Z_{kn} &= \frac{1}{T} \int_0^T |h_{\text{сф}n}(T-t)y_0(t)| dt \stackrel{H_1}{\geq} U_{\text{пор}},
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

где Z_{k1} , Z_{ki} , Z_{kn} – отклик на выходе 1, i , n каналов обнаружителя; $h_{\text{сф}1}(t)$, $h_{\text{сф}i}(t)$, $h_{\text{сф}n}(t)$ – импульсная реакция 1, i , n согласованных фильтров, отличающихся лишь средними частотами f_1 , f_i , f_n ; n – количество каналов в обнаружителе, определяющееся из условия $n = \Delta f_n T$, где Δf_n – интервал неопределенности несущей частоты сигналов.

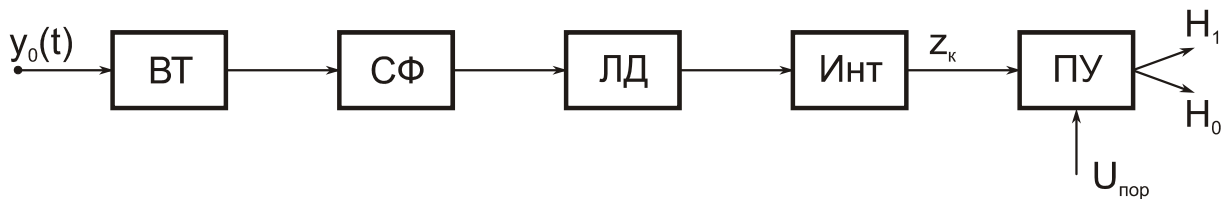


Рис. 8

Структура обнаружителя (3.3) приведена на рис. 9, где РУ – решающее устройство.

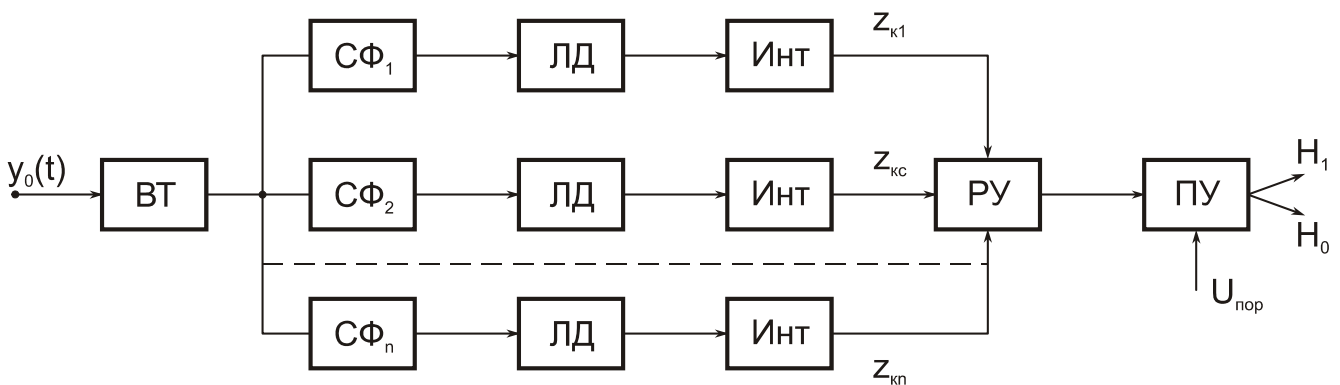


Рис. 9

Наряду с использованием параллельной согласованной фильтрации при обнаружении сигнала $S(t, l, \omega_c, \varphi_c)$ возможно использование многоканального когерентного обнаружителя с квадратурными каналами. Однако этот вариант построения не получил применения из-за трудностей в воспроизведении опорного напря-

жения (копии сигналов).

С целью упрощения реализации обнаружителя при большом значении коэффициента фильтрации $K_{\phi} = \Delta f_n T > 1$ вместо оптимального алгоритма можно использовать квазиоптимальные авто-, взаимокорреляционные и энергетические алгоритмы, устойчивые к априорной неопределенности как по несущей частоте ω_c , виду модуляции, так и ширине спектра сигнала Δf_c [8].

При использовании авто-, взаимокорреляционных и энергетических алгоритмов может обеспечиваться как согласованный $\Delta f_c = \Delta f_n$, так и несогласованный прием ($\Delta f_c \leq \Delta f_n$), что позволяет уменьшить число каналов n в обнаружителе. Однако следует иметь в виду, что упрощение реализации достигается ценой ухудшения помехоустойчивости по сравнению со случаем когерентного приема, поскольку при этом происходит переход к некогерентной обработке сигналов.

Автокорреляционные и энергетические обнаружители находят широкое применение при приеме квазидетерминированных и шумовых сигналов в случае одноканальной РСПОИ, а взаимокорреляционные обнаружители используются при многоканальном построении РСПОИ. Анализ отношения правдоподобия показывает, что авто-, взаимокорреляционные и энергетические алгоритмы являются оптимальными при обнаружении сигналов неизвестной формы, т.е. когда неизвестны не только параметры, но и вид модуляции сигнала.

Алгоритмы обнаружения квазидетерминированного или шумового сигналов на фоне белого шума при известном интервале существования сигнала в случае авто-, взаимокорреляционного и энергетического обнаружителей имеют вид [3]

$$Z_A = \frac{1}{T} y_0(t) y_0(t - \tau_1) dt \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} U_{\text{пор}};$$

$$Z_{\text{Э}} = \frac{1}{T} y_0^2(t) dt \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} U_{\text{пор}};$$

$$Z_B = \frac{1}{T} y_{01}(t) y_{02}(t - \Delta\tau) dt \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} U_{\text{пор}},$$

где $y_{01(2)}(t) = S(t, l, \vec{\alpha}) + N_{1(2)}(t)$; Z_A , Z_B , $Z_{\text{Э}}$ – эффект на выходе авто-, взаимокорреляционного и энергетического обнаружителей; $N_1(t)$, $N_2(t)$ – помехи (белый шум) на входе каналов взаимокорреляционного обнаружителя, которые полагаются ста-

статистически независимыми; τ_1 – величина временного сдвига, вносимого линией задержки (ЛЗ) в автокорреляционный обнаружитель для декорреляции помехи $N(t)$; $\Delta\tau$ – временное рассогласование между процессами $y_{01}(t)$ и $y_{02}(t)$.

Структуры авто-, взаимокорреляционного и энергетического обнаружителей приведены на рис. 10 а), б), в).

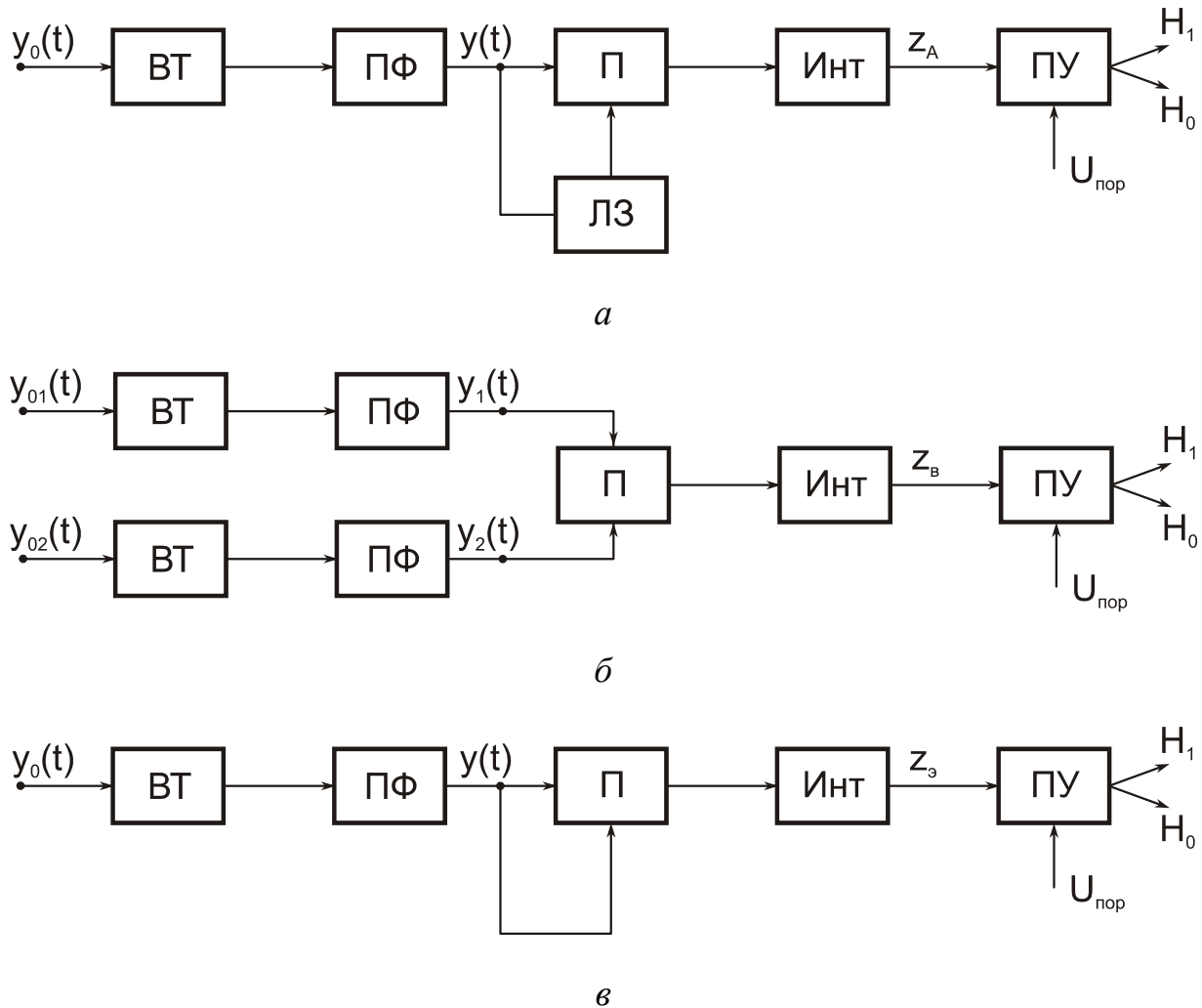


Рис. 10

Для достижения максимальной помехоустойчивости авто- и взаимокорреляционных обнаружителей необходимо обеспечить высокую степень декорреляции помехи и незначительную декорреляцию сигнала, что обеспечивается при выполнении условия $\Delta f_c \ll \Delta f_n$.

В автокорреляционном обнаружителе для обеспечения полной декорреляции помехи и потерь в выходном эффекте Z_A не более 2 дБ необходимо, чтобы выполнялись условия

$$\tau_{кп} \leq \tau_1 \leq 0,1 \tau_{кс}, \cos \omega_c \tau_1 \geq 0,9,$$

где $\tau_{\text{КС}}$ – интервал корреляции сигнала; $\tau_{\text{КС}} = K_c/\Delta f_c$; где K_c – коэффициент пропорциональности.

Во взаимокорреляционном обнаружителе для обеспечения потерь в выходном эффекте Z_B не более 2 дБ необходимо, чтобы выполнялись условия

$$\Delta\tau \leq 0,1 \tau_{\text{КС}}, \cos \omega_c \geq 0,9.$$

Автокорреляционный обнаружитель при $\tau_1 = 0$ превращается в энергетический обнаружитель, который позволяет увеличить частотный диапазон Δf_n ценой ухудшения помехоустойчивости.

Эффективность процедуры обнаружения при использовании критерия Неймана – Пирсона характеризуется вероятностью правильного обнаружения $P_{\text{по}}$ при фиксированной вероятности ложных тревог $P_{\text{лт}}$. Величины $P_{\text{по}}$ и $P_{\text{лт}}$ зависят от статистических характеристик выходного эффекта, от выбранного порогового уровня $U_{\text{пор}}$ и отношения сигнал/помеха на выходе обнаружителя $g_{\text{вых}}$.

Для анализа помехоустойчивости различных типов обнаружителей пользуются кривыми обнаружения, которые представляют собой зависимость вероятности $P_{\text{по}}$ от $g_{\text{вых}}$ при фиксированной вероятности $P_{\text{лт}}$.

4. ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ И ЭТАПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОБНАРУЖИТЕЛЯ

4.1. В общем случае проектирование обнаружителей при произвольной радиообстановке должно состоять из следующих этапов: синтеза оптимальных алгоритма и структуры обнаружителя и анализа его помехоустойчивости.

Однако поскольку для случаев обнаружения сигналов на фоне белого шума в теории статистических решений оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы и структуры обнаружителей уже синтезированы [1–3], то задача проектирования обнаружителя может быть упрощена и соответствовать выбору из некоторого известного ряда (см. раздел 3) алгоритма и структуры обнаружителя по заданным исходным условиям и ограничениям к анализу его помехоустойчивости.

Существенное влияние на выбор типа обнаружителя оказывает степень априорной неопределенности о виде и параметрах сигналов. Необходимость в выборе алгоритма и структуры обнаружителя возникает при проектировании новых РСО. Однако в целом ряде случаев, когда необходимо существующую РСО приспособить для решения задач обнаружителя, алгоритм и структура обнаружителя РСПОИ априорно заданы, и проектирование сводится к анализу его помехоустойчивости и обоснованию параметров, необходимых для достижения заданных характеристик помехоустойчивости, например допустимой вероятности правильного обнаружения при фиксированной вероятности ложных тревог.

В данных методических указаниях основное внимание уделяется задаче проектирования обнаружителя при заданном алгоритме и структуре.

Техническое задание на проектирование обнаружителя при этом может быть сформулировано следующим образом: по заданным алгоритму и структуре обнаружителя, виду и параметрам сигнала и помехи, вероятности правильного обнаружения $P_{по}$ и вероятности ложных тревог $P_{лт}$ произвести анализ и оптимизацию таких характеристик, как

- границы рабочего частотного диапазона f_n, f_b ;
- постоянная интегрирования – T ;
- входное $g_{вх}$, выходное $g_{вых}$, пороговое $g_{пор}$ отношение сигнал/помеха по напряжению;

– реальная чувствительность обнаружителя P_c .

4.2. В связи с большим многообразием вариантов обнаружителей, используемых для выделения сигнала на фоне белого шума с целью компактного изложения методических указаний по проектированию обнаружителей, целесообразно воспользоваться обобщенной структурой обнаружителя, приведенной на рис. 11. Рис. 11, где ПФ – полосовой фильтр, соответствующий входному линейному тракту РСПОИ, НЭ – нелинейный элемент, который может соответствовать когерентному, линейному, квадратичному детектору, автокоррелятору, перемножителю без и с квадратурной обработкой; Инт – интегратор; ПУ – пороговое устройство.

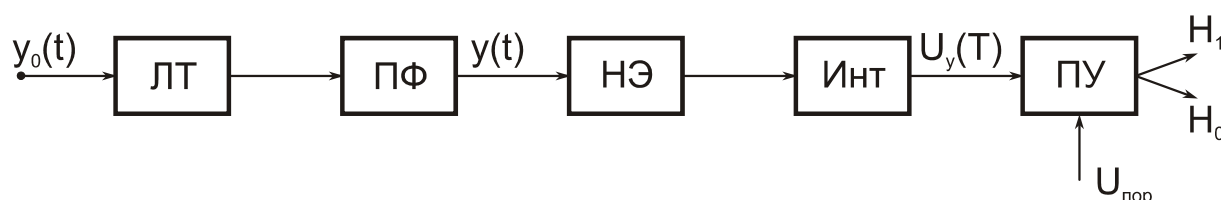


Рис. 11

Необходимо отметить, что при анализе обнаружителя на основе согласованной фильтрации из обобщенной структуры обнаружителя необходимо исключить НЭ и Инт, а ПФ должен соответствовать согласованному фильтру. Анализ помехоустойчивости обнаружителей показывает необходимость расчета таких характеристик, как величина выходного отношения сигнал/помеха по напряжению $g_{\text{вых}}$, плотность вероятности выходного эффекта $W(z)$, абсолютное $U_{\text{пор}}$ и нормированное значение порога h .

Процесс проектирования можно представить в виде следующей последовательности этапов:

- расчета временных, спектральных, статистических и энергетических характеристик на выходе ПФ;
- расчета временных, спектральных, статистических и энергетических характеристик на выходе НЭ и Инт;
- оптимизации параметров обнаружителя и величины отношения сигнал/помеха по напряжению на входе обнаружителя $g_{\text{вх}}$ для достижения заданных $P_{\text{по}} \geq P_{\text{по доп}}$ при $P_{\text{лт}} = \text{const}$.

4.3. С учетом линейности ПФ анализ прохождения компонентов входного

процесса $y_0(t)$ можно производить отдельно.

При использовании спектрального подхода сигнал на выходе ПФ $U_{\text{пор}}(t)$ может быть рассчитан следующим образом [7]:

$$U_{\text{пф}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_c(j\omega) K_{\phi}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \\ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F_c(j\omega)| |K_{\phi}(j\omega)| e^{j[\omega t + \varphi_{\phi}(\omega) + \varphi_c(\omega)]} d\omega,$$

где $F_c(j\omega)$, $K_{\phi}(j\omega)$ – комплексный спектр сигнала и коэффициент передачи ПФ; $|F_c(j\omega)|$, $|K_{\phi}(j\omega)|$ – модуль спектра сигнала и коэффициента передачи ПФ; $\varphi(\omega)$, $\varphi_{\phi}(\omega)$ – фазочастотная характеристика сигнала и ПФ.

Соотношения для передаточных функций различных типов ПФ приведены в приложении П.2.

Результаты расчетов $U_{\text{пф}}(t)$ (4.1) для различных типов сигналов в ПФ приведены в приложении П.3, из которого следует, что 1) при не согласованном приеме непрерывных узкополосных ($\Delta f_c < \Delta f_n$) сигналов, к которым можно отнести ГС и часть ШС, выходной отклик сохраняет временную форму, меняет амплитуду пропорционально $|K_{\phi}(j\omega)|$ и в нем появляется временной сдвиг, равный групповому запаздыванию сигнала в ПФ, $t_{2p} = \varphi_{\phi}(\omega)/\omega_c$; 2) при согласованном приеме ПИС по сравнению с приемом ГС выходной отклик меняет форму импульса за счет переходного процесса и при этом длительность импульса возрастает до двух раз; 3) при согласованном приеме СИС по сравнению с приемом ПИС длительность выходного отклика уменьшается, а его амплитуда возрастает пропорционально $\Delta f_c T_c$ за счет сжатия СИС во времени.

Белый шум $N(t)$ с дисперсией $\sigma_n^2 = N_0 \Delta f_n$, проходя через ПФ, преобразуется в гауссовую стационарную помеху $n(t)$ с коэффициентом автокорреляции $r_n(t)$, определяющимся формой амплитудно-частотной характеристики ПФ. Дисперсия помехи $n(t)$ равна

$$\sigma_n^2 = N_0 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega = N_0 K_{\phi}^2(f_n) \Delta f_{\text{эф}},$$

где $K_{\phi}(f_n)$ – модуль коэффициента передачи ПФ на средней частоте f_n ; $\Delta f_{\text{эф}}$ – эф-

фективная шумовая полоса ПФ.

Отношения сигнал/помеха по мощности на входе $g_{\text{вх}}^2$, выходе ПФ $g_{\text{пф}}^2$ могут быть определены из следующих соотношений:

$$g_{\text{вх}}^2 = \frac{U_{\text{мс}}^2}{2N_0\Delta f_n}; \quad g_{\text{пф}}^2 = \frac{P_{\text{спф}}^2}{\sigma_n^2} = \frac{U_{\text{мс}}^2}{2N_0\Delta f_{\text{эф}}} K_{\text{сж}},$$

где $P_c = \frac{U_{\text{мс}}^2}{2}$, $P_{\text{спф}} = \frac{U_{\text{пф}}^2}{2}$ – мощность сигнала на входе и выходе ПФ; $U_{\text{пф}}$ – напряжение на выходе ПФ (при согласованном приеме) с наибольшей амплитудой; $K_{\text{сж}}$ – коэффициент сжатия сигнала во времени (для СИС $K_{\text{сж}} = \Delta f_c T_c$, а для прочих сигналов $K_{\text{сж}} = 1$).

Анализ энергетических характеристик на входе и выходе ПФ показывает, что при согласованном приеме, когда $\Delta f_n = \Delta f_{\text{эф}} = \Delta f_c$, имеем

$$g_{\text{вх}}^2 = \frac{U_{\text{мс}}^2}{2N_0\Delta f_c}; \quad g_{\text{пф}}^2 = \frac{U_{\text{мс}}^2 T_c}{2N_0}.$$

А это означает, что при приеме СИС ($\Delta f_c T_c \gg 1$) согласованная фильтрация обеспечивает энергетический выигрыш ($g_{\text{пф}}^2 / g_{\text{вх}}^2 = \Delta f_c T_c$), а при приеме ПИС выигрыша нет ($g_{\text{пф}}^2 / g_{\text{вх}}^2 = 1$), поскольку при этом отсутствует сжатие сигнала во времени.

В случае несогласованного приема и прямоугольной АЧХ ПФ, когда $\Delta f_n = \Delta f_{\text{пф}} > \Delta f_c$, имеем $g_{\text{вх}}^2 = g_{\text{пф}}^2 = \frac{U_{\text{мс}}^2}{2N_0\Delta f_{\text{эф}}}$, т.е. величина отношения сигнал/помеха

на входе и выходе ПФ одинакова в связи с тем, что ПФ является линейной цепью.

Полученные результаты позволяют произвести расчет характеристик обнаружения для обнаружителя с согласованной фильтрацией, а для обнаружителей других типов являются промежуточными, на основе которых можно перейти к расчету прохождения сигнала и помехи через нелинейный элемент (НЭ) и интегратор (Инт).

5. АНАЛИЗ ПРОХОЖДЕНИЯ СИГНАЛА И ПОМЕХИ ЧЕРЕЗ НЕЛИНЕЙНЫЙ ЭЛЕМЕНТ И ИНТЕГРАТОР

5.1. Так как для решения задачи обнаружения может использоваться несколько разновидностей обнаружителей, то с целью компактности анализа помехоустойчивости целесообразно провести исследование такого обнаружителя, для которого обеспечивается возможность получения $g_{\text{вых}}$ в наиболее общем виде, а затем уже использовать полученные результаты для анализа $g_{\text{вых}}$ всех других разновидностей обнаружителей.

Анализ исходных данных показывает, что наиболее общий характер имеет выражение для отношения $g_{\text{вых}}$ в случае автокорреляционного обнаружителя шумового сигнала на фоне белого шума (рис. 10, *a*).

В процессе анализа прохождения сигнала и помехи через НЭ и Инт и отношения сигнал/помеха $g_{\text{вых}}$ предполагается, что ПФ имеет идеальную (прямоугольную) АЧХ с полосой пропускания $\Delta f_{\text{пф}} = \Delta f_n$, перемножитель и интегратор являются также идеальными, спектральное распределение шумового сигнала (ШС) имеет прямоугольный характер. Белый шум $N(t)$ на выходе ПФ преобразуется в гауссову стационарную помеху с корреляционной функцией

$$R_n(\tau) = \sigma_n^2 \text{sinc}(\pi \Delta f_n \tau) \cos \omega_n \tau, \text{ где } \sigma_n^2 = N_0 \Delta f_n.$$

Задача обнаружения при этом соответствует обнаружению шумового гауссового стационарного сигнала с неизвестной формой и известной корреляционной функцией

$$R_c(\tau) = \sigma_c^2 \text{sinc}(\pi \Delta f_c \tau) \cos \omega_c \tau,$$

где σ_c^2 – дисперсия сигнала; Δf_c – ширина спектра сигнала; ω_c – центральная частота сигнала – неизвестные параметры на фоне гауссовой стационарной помехи с известной корреляционной функцией $R_n(\tau) = \sigma_n^2 \text{sinc}(\pi \Delta f_n \tau) \cos \omega_n \tau$.

При этом полагается, что ширина спектра сигнала не превышает ширины спектра помехи, т.е. $\Delta f_c \leq \Delta f_n$.

Постоянная интегрирования T определяется временем существования сигнала T_c , т. е. $T = T_c$.

При прохождении процесса $y(t) = S(t, l, \bar{\alpha}) + n(t)$ через НЭ и Инт корреляционного обнаружителя выходное напряжение можно представить в виде

$$U_y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t - t_1) y(t) y(t - \tau_1) dt, \quad (5.1)$$

где $h_n(t) = 1/T$ – импульсная характеристика интегратора.

Предполагается, что как для автокорреляционного, так и для взаимокорреляционного обнаружителей отношения сигнал/помеха на входах НЭ одинаковы $g_{\text{вх1}} = g_{\text{вх2}} = g_{\text{вх}}$, что возможно с учетом линейности ВТ при одинаковых значениях в каналах коэффициентов шума $N_{\text{ш1}} = N_{\text{ш2}} = N_{\text{ш}}$ и эффективных шумовых полос $\Delta f_{\text{n1}} = \Delta f_{\text{n2}} = \Delta f_{\text{n}}$.

Отношение сигнал/помеха на выходе обнаружителя $g_{\text{вых}}$ в момент отсчета $t_{\text{от}} = t_0 + T$ определяется отношением приращения среднего значения процесса $U_y(t)$ на выходе коммутируемого интегратора $\Delta M_1[U_y(T)]$, обусловленного присутствием сигнала, к среднеквадратичному значению флуктуаций процесса $U_y(t)$ на выходе интегратора

$$g_{\text{вых}} = \frac{M_1[U_y(t)] - M_1[U_n(t)]}{\sqrt{M_2[U_y(t)] - M_1^2[U_y(t)]}} = \frac{\Delta M_1[U_y(t)]}{\sqrt{D[U_y(t)]}}, \quad (5.2)$$

где $M_1[U_n(T)]$ – математическое ожидание $U_y(t)$ при воздействии на обнаружитель помехи $n(t)$; $M_1[U_y(T)]$ – математическое ожидание $U_y(t)$ при воздействии на обнаружитель процесса $y(t)$; $M_2[U_y(t)]$ – второй начальный момент напряжения $U_y(t)$ при воздействии на обнаружитель процесса $y(t)$; $D[U_y(t)]$ – дисперсия напряжения $U_y(t)$ при воздействии на обнаружитель процесса $y(t)$.

При автокорреляционном обнаружении и в предположении, что модуль коэффициента передачи обнаружителя равен единице, имеем

$$\begin{aligned} M_1[U_y(T)] &= \hat{R}_c(\tau_1) + \hat{R}_n(\tau_1); \\ M_1[U_n(T)] &= \hat{R}_n(\tau_1) \rightarrow 0 \text{ при } \tau_1 > \tau_{\text{kn}}; \Delta M_1[U_y(T)] = \hat{R}_c(\tau_1); \\ M_2[U_y(t)] - M_1^2[U_y(T)] &= D[U_y(t)], \end{aligned} \quad (5.3)$$

где $\hat{R}_c(\tau_1), \hat{R}_n(\tau_1)$ – оценка автокорреляционных функций сигнала и помехи при

$\tau = \tau_1$.

Поскольку напряжение $U_y(T)$ соответствует значению оценки автокорреляционной функции $\hat{R}_y(\tau_1)$ процесса $y(t)$, то при этом $D[U_y(T)]$ соответствует $D[\hat{R}_y(\tau_1)]$, где $D[\hat{R}_y(\tau_1)]$ – дисперсия оценки автокорреляционной функции процесса $y(t)$.

С учетом соотношений (5.2) и (5.3) отношение сигнал/помеха на выходе автокорреляционного обнаружителя имеет вид

$$g_{\text{вых}} = \frac{\hat{R}_c(\tau_1)}{\sqrt{\hat{R}_y(\tau_1)}}. \quad (5.4)$$

Конкретизация выражения для $g_{\text{вых}}$ возможна как на основе использования временного, так и спектрального методов расчета [8]. При временном методе расчета напряжения $U_y(t)$ (5.1) используется выражение автокорреляционной функции $R_y(\tau_1)$ в общем виде, и на основе этого выражения определяются частные корреляционные функции, а также корреляционные моменты и дисперсии частных корреляционных функций и корреляционных моментов.

Оценка автокорреляционной функции $\hat{R}_y(\tau_1)$ может быть представлена следующим соотношением:

$$\begin{aligned} \hat{R}_y(\tau_1) &= \frac{1}{T} \int_0^T [S(t, l, \vec{\alpha}) + n(t)][S((t + \tau_1), l, \vec{\alpha}) + n(t - \tau_1)] dt = \\ &= \hat{R}_c(\tau_1) + \hat{R}_n(\tau_1) + \hat{R}_{\text{сн}}(\tau_1) + \hat{R}_{\text{пс}}(\tau_1), \end{aligned} \quad (5.5)$$

где $\hat{R}_{\text{сн}}(\tau_1), \hat{R}_{\text{пс}}(\tau_1)$ – оценки корреляционных функций компонентов „сигнал/помеха“ при $\tau = \tau_1$.

В связи с тем, что усреднение осуществляется на конечном интервале времени, необходимо учитывать взаимокорреляционную связь между сигналом и помехой.

Так как оценки корреляционных функций $R_{\text{сн}}(\tau_1)$ и $R_{\text{пс}}(\tau_1)$ являются случай-

ными и взаимозависимыми величинами, то выражение для дисперсии оценки автокорреляционной функции входного процесса $y(t)$ запишется как

$$D[\hat{R}_y(\tau_1)] = M_2[\hat{R}_c(\tau_1)] + M_2[\hat{R}_n(\tau_1)] + M_2[\hat{R}_{\text{сн}}(\tau_1)] + M_2[\hat{R}_{\text{пс}}(\tau_1)] + \\ + 2K_{12} + 2K_{13} + 2K_{14} + 2K_{23} + 2K_{24} + 2K_{34} - M_1^2[U_y(T)],$$

где $M_2[\hat{R}_{\dots}(\tau_1)]$ – начальный момент второго порядка для компонентов „сигнал-сигнал“, „помеха-помеха“, „сигнал-помеха“; $K_{12} \div K_{34}$ – взаимные корреляционные моменты.

Анализ прохождения сигнала и помехи через НЭ (автокоррелятор) показывает [8], что сигнал на выходе обнаружителя $\Delta M_1(U_y(T))$ соответствует автокорреляционной функции сигнала $R_c(\tau_1)$, а помеха характеризуется случайными компонентами „сигнал-сигнал“ с дисперсиями D_1 и D_2 , „помеха-помеха“ – с дисперсиями D_3 и D_4 и „сигнал-помеха“ – с дисперсиями D_5 и D_6 .

Полная дисперсия помехи на выходе обнаружителя равна

$$D[R_y(\tau_1)] = D_1 + D_2 + D_3 + D_4 + D_5 + D_6,$$

где

$$D_1 = \frac{1}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \hat{R}_c^2(\tau) d\tau;$$

$$D_2 = \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \hat{R}_c^2(\tau + \tau_1) \hat{R}_c^2(\tau - \tau_1) d\tau;$$

$$D_3 = \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \hat{R}_n^2(\tau) d\tau;$$

$$D_4 = \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \hat{R}_n(\tau + \tau_1) \hat{R}_n^2(\tau - \tau_1) d\tau;$$

$$D_5 = \frac{4}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \hat{R}_c^2(\tau) \hat{R}_n^2(\tau) d\tau;$$

$$D_6 = \frac{4}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \hat{R}_c^2(\tau + \tau_1) \hat{R}_n^2(\tau - \tau_1) d\tau.$$

С учетом вышеизложенного отношение сигнал/ помеха на выходе автокорре-

ляционного обнаружителя $g_{\text{вых}} = g_{\text{аш}}$ имеет вид

$$g_{\text{аш}} = \frac{\hat{R}_c^2(\tau_1)}{\sqrt{\sum_{i=1}^6 D_i}}.$$

Расчетные соотношения для $\hat{R}_c(\tau_1)$ и $D_1 \div D_6$ для автокорреляционного обнаружителя шумового, гармонического или простого импульсного сигналов на фоне белого шума, заимствованные из работы, приведены в табл. 1, а выходные отношения сигнал/помеха применительно к шумовому $g_{\text{аш}}$, гармоническому $g_{\text{ар}}$, сложному импульсному $g_{\text{ас}}$, простому импульсному $g_{\text{аи}}$ сигналам приведены в табл.2.

Определенное влияние на величину дисперсий $D_1 \div D_6$ оказывает вид их спектрального распределения. Спектральные распределения компонент входного процесса $y(t)$ и выходного эффекта для случая автокорреляционного обнаружителя шумового сигнала приведены на рис. 12. Рис. 12, где приняты следующие обозначения:

$G_c(f)$, $G_n(f)$ – спектральные распределения сигнала и помехи на входе обнаружителя;

$G_1(f)$ – спектральное распределение постоянной составляющей $\Delta M_1[U_y(T)]$, обусловленной наличием сигнала;

$G_2(f)$ – спектральное распределение флуктуаций компоненты „сигнал-сигнал“;

$G_3(f)$ – спектральное распределение постоянной составляющей $M_1[U_n(T)]$, обусловленной наличием на входе обнаружителя одной помехи;

$G_4(f)$ – спектральное распределение флуктуаций компоненты „помеха-помеха“;

$G_5(f)$ – спектральное распределение флуктуаций компоненты „сигнал-помеха“ ;

$G(f) = 2|\dot{F}(2\pi f)|^2$ – односторонний энергетический спектр;

$\Delta f_{\text{ин}} = 1/2T$ – эффективная шумовая полоса интегратора.

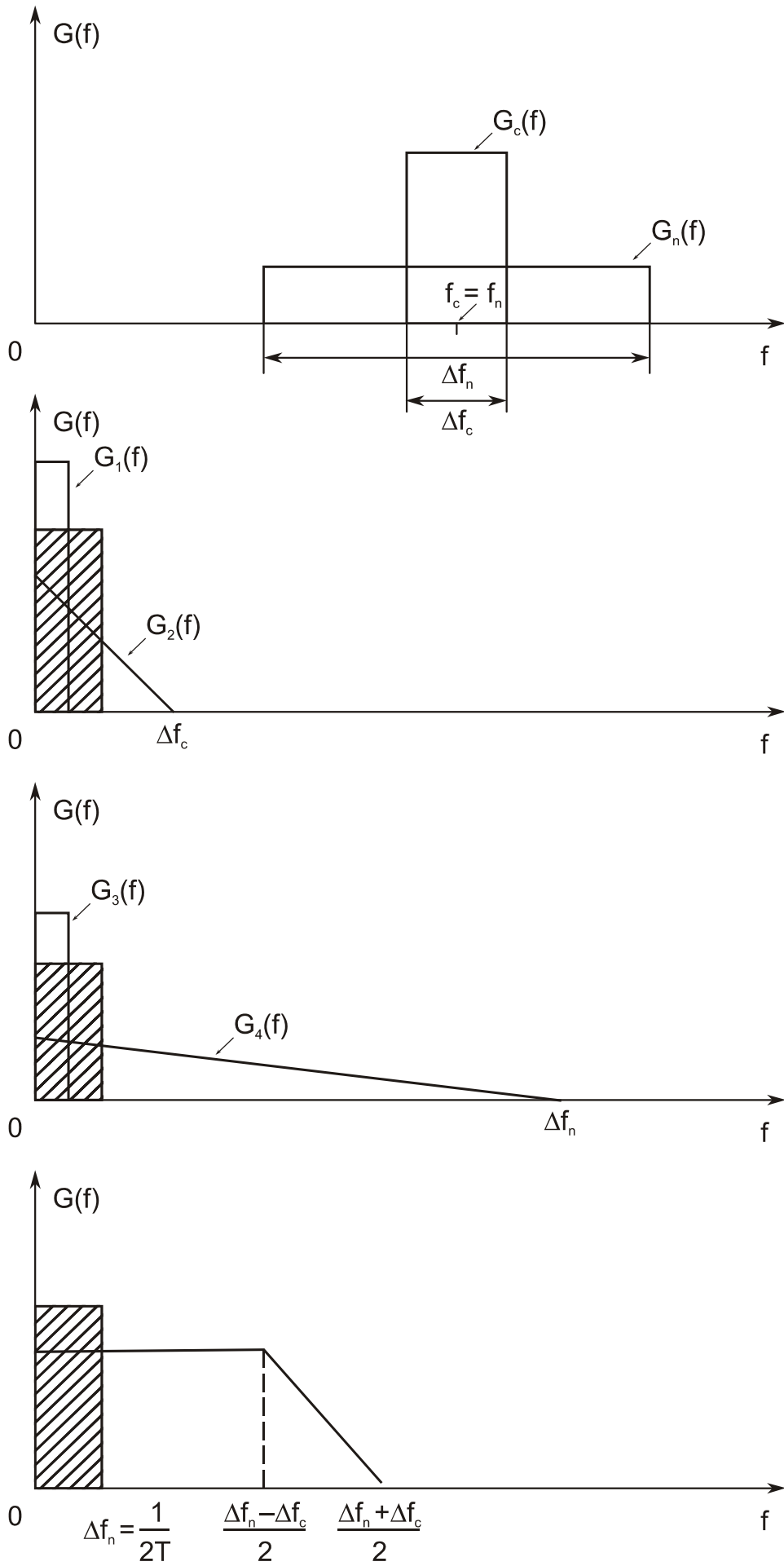


Рис. 12

Отклонение формы спектрального распределения компонент „сигнал-сигнал“ (D_1 и D_2) и „помеха-помеха“ (D_3 и D_4) от прямоугольной приводит к уменьшению эффекта на выходе интегратора пропорционально коэффициентам

$$K_1 = \sqrt{1 - \frac{1}{\Delta f_c T}};$$

$$K_2 = \sqrt{1 - \frac{1}{\Delta f_n T}}.$$

В случае автокорреляционного обнаружителя квазидетерминированного (гармонического или простого импульсного) сигнала собственный шум сигнала отсутствует, и поэтому D_1 и D_2 равны нулю. При $\tau_1 = 0$ автокорреляционный обнаружитель вырождается в энергетический обнаружитель. Выражения для выходного отношения сигнал/помеха при энергетическом обнаружителе приведены в табл. 3.

При автокорреляционном обнаружении простых прямоугольных импульсных сигналов необходимо учитывать влияние на величину отношения сигнал/помеха переходных процессов, в связи с чем в выражения $g_{\text{вых}}$ введен коэффициент пропорциональности K_3 . При обнаружении сигналов с известной длительностью импульсов и выполнении условия $T = \tau_{\text{и}}$ имеем

$$K_3 = 1 - |\tau_{\text{и}}|/T.$$

В случае обнаружения сигналов с неизвестной длительностью импульсов (типичный случай для радионавигации) целесообразно использовать минимаксный подход, в соответствии с которым $T = \tau_{\text{и мин}}$ и $K_3 = 1$, где $\tau_{\text{и мин}}$ – минимально ожидаемая длительность импульсов принимаемых сигналов.

Однако минимаксный подход приводит при приеме сигналов с $\tau_{\text{и}} > \tau_{\text{и мин}}$ к проигрышу B_n в отношении сигнал/помеха, максимальная величина которого равна

$$B_n = \sqrt{\frac{\tau_{\text{и макс}}}{\tau_{\text{и мин}}}},$$

где $\tau_{\text{и макс}}$ – максимальная длительность импульсов принимаемых сигналов.

С целью уменьшения проигрыша $B_{\text{и}}$ необходимо обеспечивать адаптацию времени интегрирования T , на основе введения в состав обнаружителя устройства оценивания длительности импульсов.

Выражения для дисперсий компоненты „сигнал-помеха“ D_5 и D_6 приведены при $\omega_c = \omega_n$, т.е. когда суммарная дисперсия имеет максимальное значение.

Приведенную выше методику анализа отношения сигнал/помеха автокорреляционного обнаружителя можно использовать и для случаев энергетического взаимокорреляционного и когерентного обнаружителей.

При взаимокорреляционном обнаружении статистическая независимость помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$ приводит к тому, что дисперсии D_4 и D_6 отсутствуют при любом виде принимаемого сигнала. Расчетные соотношения, необходимые для определения в случае взаимокорреляционного обнаружения выходного отношения сигнал/помеха применительно к шумовому $g_{\text{вш}}$, гармоническому $g_{\text{вг}}$, сложному импульсному $g_{\text{вс}}$, простому импульсному $g_{\text{ви}}$ сигналам, приведены в табл. 4.

В случае взаимокорреляционного обнаружения шумового сигнала необходимо дополнительно учитывать наличие собственного шума сигнала в виде дисперсий D_1 и D_2 .

При когерентном обнаружении за счет того, что помеха $n(t)$ присутствует только на одном входе НЭ обнаружителя, в выходном эффекте дисперсии D_3 , D_4 , D_6 отсутствуют независимо от вида принимаемого сигнала. Расчетные соотношения, необходимые для определения в случае когерентного обнаружения выходного отношения сигнал/помеха применительно к шумовому $g_{\text{кш}}$, гармоническому $g_{\text{кг}}$, сложному импульсному $g_{\text{кс}}$, простому импульсному $g_{\text{ки}}$ сигналам, приведены в табл. 5.

5.2. Найдем отношение сигнал/помеха на выходе некогерентного обнаружителя (НО), $g_{\text{но}}$, реализованного в виде когерентного обнаружителя с квадратурной обработкой, структурная схема которого приведена на рис. 7. При этом для расчета компонент эффекта на выходе каждого из квадратурных каналов можно использовать результаты анализа КО с учетом того, что в синусном канале появляется дополнительный множитель $\sin \varphi_c$, а в косинусном канале – множитель $\cos \varphi_c$

(табл. 6).

В результате обработки на выходе устройства квадратурной обработки (УКО) математическое ожидание $\Delta M_1[Z(T)]$ и дисперсия $D[Z(T)]$ напряжения $Z(T)$ определяются из соотношений

$$\Delta M_1[Z(T)] = \sqrt{\Delta M_1^2[Z_x(T)] + \Delta M_1^2[Z_y(T)]};$$

$$D[Z(T)] = D_s,$$

где $\Delta M_1[Z_x(T)]$, $\Delta M_1[Z_y(T)]$ – приращение математического ожидания процессов на выходе квадратурных каналов, обусловленных наличием сигнала на входе обнаружителя.

Отношение сигнал/помеха на выходе НО при приеме ГС, ПИС и СИС можно представить в виде

$$g_{\text{НО}} = \frac{\Delta M_1[Z(T)]}{\sqrt{D_s}}.$$

С учетом соотношений, полученных при анализе КО, имеем

$$g_{\text{НО}} = \sqrt{g_s^2 + g_c^2};$$

$$g_s = g_{\text{КО}} \sin \varphi_c; \quad g_c = g_{\text{КО}} \cos \varphi_c;$$

$$g_{\text{НО}} = g_{\text{КО}} = \sqrt{2} g_{\text{ВХ}} \sqrt{\Delta f_n T} \quad \text{при } g_{\text{КО}} > 1,$$

где g_s , g_c – отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе синусного и косинусного каналов.

Расчетные соотношения, необходимые для определения в случае некогерентного обнаружения выходного отношения сигнал/помеха при приеме различных типов сигналов, приведены в табл. 7. Идентичность соотношений для КО и НО обеспечивается при приеме сильных сигналов, когда $g_{\text{ВХ}} > 1$ при $\Delta f_n T = 1$.

5.3. Выполненные исследования позволяют сделать следующие выводы:

- величина отношения сигнал/помеха на выходе обнаружителя зависит от алгоритма обнаружения, типа сигналов, величины $g_{\text{ВХ}}$, коэффициентов $K_\phi = \Delta f_n T$ и $K_c = \Delta f_c T$, степени согласованности параметров принимаемого

- сигнала с параметрами обнаружителя, например, соответствия длительности импульса принимаемого сигнала $\tau_{\text{и}}$ с временем интегрирования T и выполнения условий $\omega_c \tau_1 = 2\pi k$, где k – целое число;
- наибольшая величина $g_{\text{вых}}$ при равных исходных условиях достигается при согласованной фильтрации и когерентной обработке сложных импульсных сигналов (СИС);
 - при приеме квазидетерминированных сигналов и $g_{\text{вх}} \gg 1$ отношение сигнал/помеха зависит от $g_{\text{вх}}$ и наибольшие значения $g_{\text{вых}}$ обеспечиваются для когерентного и взаимокорреляционного обнаружителей, которые по величине $g_{\text{вых}}$ на 3 дБ превосходят при $\tau_1 = 0$ энергетический обнаружитель. При этом автокорреляционный обнаружитель занимает промежуточное положение между взаимокорреляционным и энергетическим обнаружителями;
 - при приеме шумовых сигналов и $g_{\text{вх}} \gg 1$ отношение сигнал/помеха определяется величиной $\Delta f_c T$ и инвариантно к $g_{\text{вх}}$;
 - при приеме квазидетерминированных и шумовых сигналов и $g_{\text{вх}} \ll 1$ наибольшие значения $g_{\text{вых}}$ обеспечиваются для когерентного обнаружения, поскольку $g_{\text{вых}}$ линейно зависит от $g_{\text{вх}}$, а для всех остальных видов обнаружителей наблюдается нелинейная зависимость $g_{\text{вых}} = f(g_{\text{вх}}^2)$;
 - отсутствие априорных сведений о ω_c существенно влияет на $g_{\text{вых}}$ автокорреляционного обнаружителя за счет множителя $\cos \omega_c \tau_1$ или при фиксации допустимых потерь в $g_{\text{вых}}$ на ширину рабочего частотного диапазона обнаружения; при когерентном и взаимокорреляционном обнаружении в случае наличия между сигналами, подаваемыми на перемножитель, некомпенсированного группового времени запаздывания $\tau_1 = \Delta\tau$, величина $g_{\text{вых}}$ будет изменяться пропорционально множителю $\cos \omega_c \Delta\tau$;
 - отсутствие априорных сведений о длительности импульсов принимаемых сигналов при минимальном выборе постоянной интегрирования $T = \tau_{\text{и}}$ мин приводит к потере в величине $g_{\text{вых}}$, которая одинакова для всех рассматриваемых типов обнаружителей, за исключением обнаружителей с когерент-

ной обработкой и согласованной фильтрацией, и равна $B_n = \sqrt{\frac{\tau_{\text{и}}}{\tau_{\text{и\text{мин}}}}}$;

– полученные выражения для отношения сигнал/помеха могут быть использованы не только для случаев, когда амплитудно-частотная характеристика (АХЧ) полосового фильтра является идеальной, но и для случаев, когда АХЧ является колокообразной и экспоненциальной;

– для авто- и взаимокорреляционных сигналов $g_{\text{вых}}$ при $g_{\text{вх}} \gg 1$ инвариантно к форме АХЧ, а при $g_{\text{вх}} \ll 1$ зависит от формы АХЧ следующим образом:

$$g_{\text{вых}}^{\text{ч}} : g_{\text{вых}}^{\text{к}} : g_{\text{вых}}^{\text{э}} = 1 : \sqrt[4]{2} : \sqrt{2};$$

– полученные результаты справедливы для идеального коммутируемого интегратора, однако они могут быть распространены и на случай, когда в качестве усреднителя используется некоммутируемая RC – цепочка (интегрирующий фильтр), если выполняется условие $T > 4RC$;

– при взаимокорреляционной обработке отношение сигнал/помеха на входах каналов может быть разным $g_{\text{вх1}} \neq g_{\text{вх2}}$, например, из-за различия коэффициентов шума каналов $N_{\text{ш1}} \neq N_{\text{ш2}}$: если $g_{\text{вх1}} \ll 1$ и $g_{\text{вх2}} \ll 1$, то в полученных выражениях для $g_{\text{вых}}$ необходимо сомножитель $g_{\text{вх}}^2$ заменить сомножителем $g_{\text{вх}} g_{\text{вх12}}$; если же $g_{\text{вх}} \gg 1$ и $g_{\text{вх2}} \gg 1$ при приеме квазидетерминированных сигналов, то сомножитель $g_{\text{вх}}$ заменяется на $(g_{\text{вх1}} + g_{\text{вх2}})/2$.

Для полного сравнения различных типов обнаружителей наряду с определением $g_{\text{вых}}$ необходимо учитывать статистические характеристики выходного эффекта.

Автокорреляционный обнаружитель

Тип сигнала Компоненты, $g_{\text{вых}}$	1) шумовой $\left(g_{\text{ex}} = \frac{\sigma_c}{\sigma_n}\right)$	2) гармонический $\left(g_{\text{ex}} = \frac{U_{mc}}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$
$R_c(\tau)$	$\sigma_c^2 \text{sinc}(\pi\Delta f_c \tau_1) \cos \omega_c \tau_1$	$\frac{U_{mc}^2 \cos \omega_c \tau_1}{2}$
D_1	$\frac{K_1^2 \sigma_c^4}{2\Delta f_c T}$	0
D_2	$\frac{K_1^2 \sigma_c^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_c \tau_1) \cos 2\omega_c \tau_1}{2\Delta f_c T}$	0
D_3	$\frac{K_2^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$	$\frac{K_2^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$
D_4	$\frac{K_2^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{2\Delta f_n T}$	$\frac{K_2^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{2\Delta f_n T}$
D_5	$\frac{g_{\text{ex}}^2 \sigma_n^4}{\Delta f_n T}$	$\frac{g_{\text{ex}}^2 \sigma_n^4}{\Delta f_n T}$
D_6 при $\omega_c = \omega_n$	$\frac{g_{\text{ex}}^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{\Delta f_n T}$	$\frac{g_{\text{ex}}^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{\Delta f_n T}$
Тип сигнала Компоненты, $g_{\text{вых}}$	3) простой импульсный $\left(g_{\text{ex}} = \frac{U_{mc}}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$	4) сложный импульсный $\left(g_{\text{ex}} = \frac{U_{mc}}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$
$R_c(\tau)$	$\frac{K_3 U_{mc}^2 \cos \omega_c \tau_1}{2}$	$\frac{U_{mc}^2 r_c(\tau_1) \cos \omega_c \tau_1}{2}$
D_1	0	0
D_2	0	0
D_3	$\frac{K_2^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$	$\frac{K_2^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$
D_4	$\frac{K_2^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{2\Delta f_n T}$	$\frac{K_2^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{2\Delta f_n T}$
D_5	$\frac{K_3^2 g_{\text{ex}}^2 \sigma_n^4}{\Delta f_n T}$	$\frac{g_{\text{ex}}^2 \sigma_n^4}{\Delta f_n T}$
D_6 при $\omega_c = \omega_n$	$\frac{K_3^2 g_{\text{ex}}^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{\Delta f_n T}$	$\frac{g_{\text{ex}}^2 \sigma_n^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1}{\Delta f_n T}$

Автокорреляционный обнаружитель

Тип сигнала	Выходное отношение сигнал/помеха по напряжению
1) ШС	$g_{АШ} = \frac{g_{ex}^2 \sqrt{2\Delta f_n T} \cdot \text{sinc}(\pi\Delta f_c \tau_1) \cdot \cos \omega_c \tau_1}{\sqrt{K_2^2 [1 + \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1] + 2g_{ex}^2 [1 + \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1] + K_1^2 g_{ex}^4 \frac{\Delta f_n}{\Delta f_c} [1 + \text{sinc}(2\pi\Delta f_c \tau_1) \cos 2\omega_c \tau_1]}}$
2) ГС	$g_{AG} = \frac{g_{ex}^2 \sqrt{2\Delta f_n T} \cdot \cos \omega_c \tau_1}{\sqrt{K_2^2 [1 + \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1] + 2g_{ex}^2 [1 + \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1]}}$
3) ПИС	$g_{AG} = \frac{g_{ex}^2 \sqrt{2\Delta f_n T} \cdot \cos \omega_c \tau_1}{\sqrt{K_2^2 [1 + \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1] + 2g_{ex}^2 [1 + \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1]}}$
4) СИС	$g_{AG} = \frac{g_{ex}^2 \sqrt{2\Delta f_n T} \cdot \cos \omega_c \tau_1}{\sqrt{K_2^2 [1 + \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1] + 2g_{ex}^2 [1 + \text{sinc}(2\pi\Delta f_n \tau_1) \cos 2\omega_n \tau_1]}}$

Примечание: ШС – шумовой сигнал; ГС – гармонический сигнал; ПИС – простой импульсный сигнал; СИС – сложный импульсный сигнал.

Таблица 3

Энергетический обнаружитель

Тип сигнала	Выходное отношение сигнал/помеха по напряжению
1) шумовой сигнал	$g_{эш} = \frac{g_{ex}^2 \sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1 + 2g_{ex}^2 + g_{ex}^4 \frac{\Delta f_n}{\Delta f_c}}}$
2) гармонический сигнал	$g_{эг} = \frac{g_{ex}^2 \sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1 + 2g_{ex}^2}}$
3) простой импульсный сигнал	$g_{эн} = \frac{g_{ex}^2 \sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1 + 2g_{ex}^2}}$
4) сложный импульсный сигнал	$g_{эс} = \frac{g_{ex}^2 \sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1 + 2g_{ex}^2}}$

Взаимокорреляционный обнаружитель

Тип сигнала	Выходное отношение сигнал/помеха по напряжению
1) шумовой сигнал	$g_{ви} = \frac{g_{ex}^2 \sqrt{2\Delta f_n T} \cdot \text{sinc}(\pi\Delta f_c \Delta\tau) \cdot \cos \omega_c \Delta\tau}{\sqrt{K_2^2 + 2g_{ex}^2 + K_1^2 g_{ex}^4 \frac{\Delta f_n}{\Delta f_c} [1 + \text{sinc}(2\pi\Delta f_c \Delta\tau) \cos 2\omega_c \Delta\tau]}}$
2) гармонический сигнал	$g_{вг} = \frac{g_{ex}^2 \sqrt{2\Delta f_n T} \cdot \cos \omega_c \Delta\tau}{\sqrt{K_2^2 + 2g_{ex}^2}}$
3) простой импульсный сигнал	$g_{ви} = \frac{K_3 g_{ex}^2 \sqrt{2\Delta f_n T} \cdot \cos \omega_c \Delta\tau}{\sqrt{K_2^2 + 2g_{ex}^2 \cdot K_3^2}}$
4) сложный импульсный сигнал	1) $g_{вс} = \frac{g_{ex}^2 \sqrt{2\Delta f_n T} \cdot r_c(\Delta\tau) \cdot \cos \omega_c \Delta\tau}{\sqrt{K_2^2 + 2r_c(\Delta\tau) g_{ex}^2}}$

Таблица 5

Когерентный обнаружитель (при $\Delta\tau = 0$)

Тип сигнала	Выходное отношение сигнал/помеха по напряжению
1) шумовой сигнал	$g_{ки} = \frac{g_{ex} \sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1 + g_{ex}^2 \frac{\Delta f_n}{\Delta f_c}}}$
2) гармонический сигнал	$g_{кг} = \sqrt{2} g_{ex} \sqrt{\Delta f_n T}$
3) простой импульсный сигнал	$g_{ки} = \sqrt{2} g_{ex} \sqrt{\Delta f_n T}$
4) сложный импульсный сигнал	$g_{кс} = \sqrt{2} g_{ex} \sqrt{\Delta f_c T}$

Когерентный обнаружитель с квадратурной обработкой

Тип сигнала Компоненты, $g_{\text{вых}}$	1) шумовой $\left(g_{\text{ex}} = \frac{\sigma_c}{\sigma_n}\right)$	2) гармонический $\left(g_{\text{ex}} = \frac{U_{mc}}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$
$\Delta M_1[Z(T)]$	$\Delta M_1[Z_x(T)] = \sigma_c^2 \cos \varphi_c$ $\Delta M_1[Z_y(T)] = \sigma_c^2 \sin \varphi_c$	$\Delta M_1[Z_x(T)] = \frac{U_{mc}^2}{2} \cos \varphi_c$ $\Delta M_1[Z_y(T)] = \frac{U_{mc}^2}{2} \sin \varphi_c$
D_1	$D_1[Z_x(T)] = D_1[Z_y(T)] = \frac{K_1^2 \sigma_c^4}{2\Delta f_c T}$	0
D_2	$D_2[Z_x(T)] = D_2[Z_y(T)] =$ $= \frac{K_1^2 \sigma_c^4 \text{sinc}(2\pi\Delta f_c \tau_1) \cos 2\omega_c \tau_1}{2\Delta f_c T}$	0
D_3	0	0
D_4	0	0
D_5	$D_5[Z_x(T)] = D_5[Z_y(T)] = \frac{g_{\text{ex}}^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$	$D_5[Z_x(T)] = D_5[Z_y(T)] = \frac{g_{\text{ex}}^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$
D_6	0	0
Тип сигнала Компоненты, $g_{\text{вых}}$	3) простой импульсный $\left(g_{\text{ex}} = \frac{U_{mc}}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$	4) сложный импульсный $\left(g_{\text{ex}} = \frac{U_{mc}}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$
$\Delta M_1[Z(T)]$	$\Delta M_1[Z_x(T)] = \frac{K_3 U_{mc}^2}{2} \cos \varphi_c$ $\Delta M_1[Z_y(T)] = \frac{K_3 U_{mc}^2}{2} \sin \varphi_c$	$\Delta M_1[Z_x(T)] = \frac{U_{mc}^2}{2} \cos \varphi_c$ $\Delta M_1[Z_y(T)] = \frac{U_{mc}^2}{2} \sin \varphi_c$
D_1	0	0
D_2	0	0
D_3	0	0
D_4	0	0
D_5	$D_5[Z_x(T)] = D_5[Z_y(T)] = \frac{K_3^2 g_{\text{ex}}^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$	$D_5[Z_x(T)] = D_5[Z_y(T)] = \frac{K_3^2 g_{\text{ex}}^2 \sigma_n^4}{2\Delta f_n T}$
D_6	0	0

Когерентный обнаружитель с квадратурной обработкой

Тип сигнала	Выходное отношение сигнал/помеха по напряжению
1) шумовой сигнал	$g_{\text{кош}} = \frac{g_{\text{вх}} \sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1 + g_{\text{вх}}^2 \frac{\Delta f_n}{\Delta f_c}}}$
2) гармонический сигнал	$g_{\text{ког}} = \sqrt{2} g_{\text{вх}} \sqrt{\Delta f_n T}$
3) простой импульсный сигнал	$g_{\text{кош}} = \sqrt{2} g_{\text{вх}} \sqrt{\Delta f_n T}$
4) сложный импульсный сигнал	$g_{\text{кос}} = \sqrt{2} g_{\text{вх}} \sqrt{\Delta f_c T}$

6. РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ОБНАРУЖЕНИЯ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ

6.1. Величина сигнал/помеха на выходе обнаружителей представляет собой энергетический критерий помехоустойчивости, использование которого, в общем случае, оказывается недостаточным для оценки их помехоустойчивости. Более полными и универсальными характеристиками помехоустойчивости являются вероятности правильного обнаружения $P_{по}$ и ложной тревоги $P_{лт}$, для вычисления которых необходимо знание закона распределения вероятностей напряжения на выходе обнаружителя $Z(T)$ в момент отсчета $t_{от} = t_0 + T$.

Анализ статистических характеристик выходного эффекта для рассмотренных выше типов обнаружения показывает, что 1) при согласованном приеме ($\Delta f_c T = 1$) с использованием обнаружителей с когерентной обработкой и согласованной фильтрацией, а также при несогласованном приеме ($\Delta f_c T \gg 1$) с использованием энергетического, авто- и взаимокорреляционного обнаружителей плотность вероятности напряжения $U_y(T)$ соответствует гауссовому закону [1–3]; 2) при согласованном приеме с использованием когерентного обнаружителя с квадратурной обработкой, обнаружителя с согласованной фильтрацией и выделением огибающей, плотность вероятности напряжения $U_n(T)$ соответствует обобщенному закону Рэлея [1–3].

При выполнении гауссовой гипотезы относительно закона распределения выходного эффекта, если на входе обнаружителя присутствует только помеха $n(t)$, то плотность вероятности напряжения представляется в виде

$$W_n(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D[U_n(T)]}} \exp\left(-\frac{U - M_1[U_n(T)]^2}{2D[U_n(T)]}\right), \quad (6.1)$$

а при наличии на входе обнаружителя процесса $y(t)$ – в виде

$$W_y(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D[U_y(T)]}} \exp\left(-\frac{U - M_1[U_y(T)]^2}{2D[U_y(T)]}\right), \quad (6.1)$$

где $D[U_n(T)]$, $D[U_y(T)]$ – дисперсия низкочастотных флюктуаций напряжений $U_n(T)$ и $U_y(T)$.

При заданном значении порогового напряжения $U_{\text{пор}}$ вероятность ложной тревоги

$$P_{\text{лт}} = \int_{U_{\text{пор}}}^{\infty} W_n(U) dU,$$

а вероятность правильного обнаружения

$$P_{\text{по}} = \int_{U_{\text{пор}}}^{\infty} W_y(U) dU$$

С учетом выражений (6.1) и (6.2) $P_{\text{по}}$ и $P_{\text{лт}}$ можно привести к виду:

$$P_{\text{лт}} = 1 - \Phi \left(\frac{U_{\text{пор}} - M_1[U_n(T)]}{\sqrt{D[U_n(T)]}} \right);$$

$$P_{\text{по}} = \Phi \left(\frac{M_1[U_y(T)] - U_{\text{пор}}}{\sqrt{D[U_y(T)]}} \right),$$

где $\Phi(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^U e^{-\frac{x^2}{2}} dx$ – функция Лапласа.

Величина $U_{\text{пор}}$ зависит от дисперсии помехи $n(t)$ на выходе обнаружителя и требуемого значения ложной тревоги

$$U_{\text{пор}} = \sqrt{D[U_n(T)]} \operatorname{arcs} \Phi(1 - P_{\text{лт}}) + M_1[U_n(t)], \quad (6.4)$$

где $\operatorname{arcs} \Phi(U)$ – функция обратная $\Phi(U)$.

Величина математического ожидания помехи $M_1[U_n(t)]$ определяется типом обнаружителя. В случае энергетического и автокорреляционного ($\tau_1 = 0$) обнаружителей, полагая модуль коэффициента передачи обнаружителя равным единице, имеем

$$M_1[U_n(T)] = \sigma_n^2 K_n; \quad \sqrt{D[U_n(T)]} = \sqrt{D_3 + D_4} = \frac{\sigma_n^2 K_n}{\sqrt{\Delta f_n T}}, \quad (6.5)$$

где $K_n = 1 [1/B]$ – коэффициент пропорциональности, учитывающий свойства НЭ, а для автокорреляционного обнаружителя при $\tau_1 \geq \tau_{\text{корп}}$, а также когерентного и взаимокорреляционного обнаружителей и обнаружителя с согласованной фильт-

рацией получаем

$$M_1[U_n(T)] = 0; \sqrt{D[U_n(T)]} = \sqrt{D_3} = \frac{\sigma_n^2 K_n}{\sqrt{2\Delta f_n T}}, \quad (6.6)$$

и

$$U_{\text{пор}} = \frac{\sigma_n^2 K_n}{\sqrt{2\Delta f_n T}} \arccos \Phi(1 - P_{\text{лт}}).$$

С учетом соотношений (6.3, 6.4) для энергетического обнаружителя, а также соотношений (6.5, 6.6) для автокорреляционного ($\tau_1 \geq \tau_{\text{корр}}$), когерентного и взаимокорреляционного обнаружителей и обнаружителя с согласованной фильтрацией вероятность ложных тревог определяется следующими выражениями:

$$P_{\text{лт эр}} = 1 - \Phi \left[\left(\frac{U_{\text{пор}}}{K_n \sigma_n^2} - 1 \right) \sqrt{\Delta f_n T} \right];$$

$$P_{\text{лт ср}} = P_{\text{лт кр}} = 1 - \Phi \left[\frac{U_{\text{пор}}}{K_n \sigma_n^2} \sqrt{\Delta f_n T} \right];$$

$$P_{\text{лт вр}} = P_{\text{лт ар}} = 1 - \Phi \left[\frac{U_{\text{пор}}}{K_n \sigma_n^2} \sqrt{2\Delta f_n T} \right],$$

где $P_{\text{лт эр}}$, $P_{\text{лт кр}}$, $P_{\text{лт вр}}$, $P_{\text{лт ар}}$, $P_{\text{лт ср}}$ – расчетная вероятность ложных тревог энергетического, когерентного, взаимокорреляционного обнаружителей и обнаружителя с согласованной фильтрацией.

С учетом соотношения (6.3) и результатов, полученных в подразделе 5, в табл. 8, приведены выражения для характеристик обнаружения $P_{\text{по}} = f(g_{\text{вых}}, P_{\text{лт}})$ для различных типов обнаружителей, на выходе которых напряжение имеет гауссовый закон распределения.

6.2. При анализе НО плотность вероятности выходного эффекта $U_y(T)$ как в случае квадратурной обработки, так и при использовании согласованной фильтрации с выделением огибающей соответствует обобщенному закону Рэлея.

При отсутствии в процессе $y(t)$ сигнала плотность вероятности выходного напряжения соответствует закону Рэлея

$$W_n(U) = \frac{U}{D[U_n(T)]} \exp\left(-\frac{U^2}{2D[U_n(T)]}\right),$$

где $D[U_n(T)]$ – дисперсия напряжения на выходе обнаружителя при воздействии на него помехи $n(t)$, величина которой зависит от типа обнаружителя.

Для когерентного обнаружителя с квадратурной обработкой, а также для обнаружителя с согласованной фильтрацией и выделением огибающей с учетом результатов, приведенных в табл. 6, имеем

$$D[U_n(T)] = \frac{\sigma_n^4 g_{\text{вх}}^2}{2\Delta f_n T}.$$

При наличии на входе обнаружителя, помехи и сигнала плотность вероятности выходного напряжения соответствует обобщенному закону Рэлея

$$W_y(U) = \frac{U}{D[U_y(T)]} \exp\left(-\frac{U^2 + M_1^2(T)}{2D[U_y(T)]}\right) I_0\left(\frac{\Delta M_1^2(T)U}{D[U_y(T)]}\right),$$

где $U_y(T) = \sqrt{Z_x^2(T) + Z_y^2(T)}$; $\Delta M_1(T) = \sqrt{\Delta M_1^2[Z_x(T)] + \Delta M_1^2[Z_y(T)]}$; $\Delta M_1(T)$ – приращение математического ожидания напряжения $U_y(T)$, обусловленное наличием сигнала; $D[U_y(T)]$ – дисперсия напряжения $U_y(T)$ при воздействии на обнаружитель процесса $y(t)$, величина которой зависит от типа обнаружителя.

Для когерентного обнаружителя с квадратурной обработкой, а также для обнаружителя с согласованной фильтрацией и выделением огибающей имеем [2]

$$D[U_y(T)] = D[U_n(T)] = \frac{\sigma_n^4 g_{\text{вх}}^2}{2\Delta f_n T}.$$

При приеме ГС, ПИС и СИС расчет вероятностей $P_{\text{лт}}$ и $P_{\text{по}}$ может быть выполнен на основе следующих соотношений [3]:

$$P_{\text{лт}} = \exp\left[-\frac{h^2}{2}\right]; P_{\text{по}} = \int_h^\infty x \exp\left(-\frac{X^2 + g_{\text{ввых}}^2}{2}\right) I_0(g_{\text{ввых}} x) dx = Q(g_{\text{ввых}}, h),$$

где $X^2 = \frac{U^2}{D[U_y(T)]}$ – нормированное напряжение, соответствующее процессу $y(t)$;

$Q(g_{\text{ввых}}, h)$ – функция Маркума; h – нормированный порог; $I_0(\dots)$ – функция Бессе-

ля нулевого порядка.

Нормированный порог выбирается, исходя из заданной вероятности $P_{лт}$:

$$h = \sqrt{2 \ln \left(\frac{1}{P_{лт}} \right)}.$$

Величина порога $U_{пор}$ в предположении, что коэффициент передачи обнаружителя равен единице, рассчитывается так:

$$U_{пор} = h \sqrt{D[U_y(T)]}.$$

Вычисление вероятности $P_{по}$ может быть выполнено с помощью таблиц [6] для распределения Релея-Райса или функции $Q(g_{вых}, h)$.

При расчете характеристик обнаружения используются выражения для отношения сигнал/помеха, приведенные в табл. 7.

6.3. При наличии характеристики обнаружения можно приступить к оптимизации параметров обнаружителя. С этой целью по характеристике обнаружения определяется при заданной величине $P_{лт}$ выходное отношение сигнал/помеха $g_{вых доп}$, необходимое для обеспечения вероятности правильного обнаружения $P_{по доп}$. Используя соотношения, устанавливающие взаимосвязи $g_{вых} = f(g_{вх})$, приведенные в табл. 2–5, 7, определяем допустимую величину входного отношения сигнал/помеха $g_{вх доп}$.

В тех случаях, когда обнаружитель предназначен для приема нескольких видов сигналов, окончательный выбор $g_{вых доп}$ осуществляется на основе минимаксного подхода, т.е. выбирается наибольшая величина $g_{вх}$.

Далее определяется реальная чувствительность обнаружителя $P_c = P_{ш} g_{вх}^2$. Коэффициент передачи обнаружителя по мощности рассчитывается из соотношения

$$K_{об} = \frac{P_{пор}}{P_{ш}},$$

где $P_{пор} = \frac{U_{пор}^2}{2R_{вых}}$, $P_{пор}$ – мощность порога обнаружения.

Разбиение коэффициента передачи $K_{об}$ между функциональными узлами следует проводить с учетом того, что коэффициент передачи пассивных НЭ по мощности может изменяться в широких пределах $K_{нэ} \in (10; 1)$ (меньшие значения $K_{нэ}$ соответствуют перемножителям в авто- и взаимокорреляционных обнаружителях, а большие значения $K_{нэ}$ соответствуют фазовым детекторам и смесителям в когерентных обнаружителях. Максимально допустимая величина коэффициента передачи по мощности ПФ лимитируется уровнем ограничения на его выходе $P_{огр} < (10; 10)$ Вт:

$$K_{пф} = \frac{P_{огр}}{P_c}.$$

Максимально допустимая величина коэффициента передачи $K_{инт}$ определяется порогом $U_{пор}$ и минимально допустимой величиной сигнала на входе Инт $U_{мин} \in (10; 10)$ В.

При одинаковом входном и выходном сопротивлениях Инт имеем

$$K_{инт} = \frac{U_{пор}^2}{U_{мин}^2}.$$

При выборе коэффициентов передачи функциональных узлов обнаружителя, наряду с вышеизложенными граничными оценками необходимо учитывать различные технико-экономические показатели РСО.

В реальных условиях установка оптимального порога не представляется возможной, поскольку в процессе функционирования обнаружителя возникают неустойчивости передаточных узлов и изменения уровня внешних некоррелированных помех, которые приводят к изменению фактической дисперсии помех $\sigma_{лф}^2$ относительно расчетного значения дисперсии помехи $\sigma_{пф}^2$.

Изменение дисперсии помехи, т.е. $|\sigma_{пф}^2 - \sigma_{лф}^2| > 0$, приводит к изменению характеристик обнаружения и особенно существенно может изменяться фактическая величина $P_{лтф}$ относительно расчетной величины $P_{лтр}$. Выражения, характеризующие величину $P_{лтф}$ для когерентного, взаимокорреляционного, автокорреляционного, корреляционно-фильтрового, квадратурного и энергетического обнаружителя

лей при $|\sigma_{\text{пф}}^2 - \sigma_{\text{лф}}^2| > 0$, приведены в табл. 9.

Полученные соотношения позволяют сформулировать требования к допустимой относительной нестабильности коэффициента передачи обнаружителя

$$\frac{\Delta K_{\text{об}}}{K_{\text{об}}} = \frac{|\sigma_{\text{пф}}^2 - \sigma_{\text{лф}}^2|}{\sigma_{\text{пф}}^2} \text{ для получения допустимой относительной нестабильности}$$

$$\text{ложных тревог } \frac{|P_{\text{лтф}} - P_{\text{лтг}}|}{P_{\text{лтг}}}.$$

Сравнительный анализ семейств характеристик, учитывающих изменения

$$P_{\text{лт}} = f\left(\frac{\sigma_{\text{пф}}^2}{\sigma_{\text{лф}}^2}\right), \text{ показывает, что энергетический обнаружитель значительно уступает}$$

корреляционным обнаружителям. При построении радиосистем с автоматической обработкой информации значительные перепады в величине $P_{\text{лт}}$ не допустимы, так как существенно снижают их эффективность. С целью стабилизации вероятности в обнаружителях можно использовать жесткое ограничение или автоматическую регулировку по шуму.

При использовании обнаружителя для обработки нескольких типов сигналов в процессе его проектирования возникает необходимость в выборе его параметров для каждого типа сигналов, затем в уточнении параметров, приемлемых для всех типов сигналов, с последующим перерасчетом характеристик обнаружения и чувствительности обнаружителя.

Для закрепления приведенных выше методов анализа и проведения моделирования обнаружителей сигналов в данных методических указаниях приводятся материалы по выполнению контрольных и лабораторных работ по когерентному (КО), некогерентному (НО), автокорреляционному (АО) и энергетическому (ЭО) обнаружителям простых импульсных (ПИС), линейно-частотно-модулированных (ЛЧМ), фазокодоманипулированных (ФКМ) и шумовых (Ш) сигналов на фоне квазибелого шума.

Содержание контрольных работ № 1–4, методические указания по их выполнению и варианты заданий приведены в приложении П.5.

Цели и задачи лабораторных работ № 1–4 и методические указания по их

проведению приведены в приложении П.6. При проведении лабораторных работ с целью упрощения процесса моделирования целесообразно использовать, наряду с типовыми функциональными узлами, описанными в [4, 5], разработанные на кафедре РТС ТРТУ макросы как функциональных узлов, так и радиоустройств, описанных в инструкции пользователя „Micro-Cap (5–7)“ [9].

Вероятность правильного обнаружения для когерентного (КО), взаимокорреляционного (ВО), автокорреляционного (АО) и энергетического (Э) обнаружителей при приеме сигналов на фоне белого шума

Тип сигнала / Тип обнаружителя	1) шумовой $\left(g_{\text{ex}} = \frac{\sigma_c}{\sigma_n} \right)$	2) гармонический $\left(g_{\text{ex}} = \frac{U_{mc}}{\sqrt{2}\sigma_n} \right)$
1. КО	$P_{no} = \Phi \left[g_{\text{ки}} - \frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лм}})}{\sqrt{1 + g_{\text{ex}}^2 K_1^2 \Delta f_n / \Delta f_c}} \right]$	$P_{no} = \Phi [g_{\text{кз}} - \text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лм}})]$
2. ВО	$P_{no} = \Phi \left[g_{\text{ви}} - \frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лм}})}{\sqrt{1 + 4 \frac{g_{\text{ex}}^2}{K_2^2} + 2g_{\text{ex}}^4 \frac{\Delta f_n K_1^2}{\Delta f_c K_2^2}}} \right]$	$P_{no} = \Phi \left[g_{\text{вз}} - \frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лм}})}{\sqrt{1 + 4g_{\text{ex}}^2 / K_2^2}} \right]$
3. АО	$P_{no} = \Phi \left[g_{\text{аи}} - \frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лм}})}{\sqrt{1 + 2 \frac{g_{\text{ex}}^2}{K_2^2} + 2g_{\text{ex}}^4 \frac{\Delta f_n K_1^2}{\Delta f_c K_2^2}}} \right]$	$P_{no} = \Phi \left[g_{\text{аз}} - \frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лм}})}{\sqrt{1 + 2g_{\text{ex}}^2 / K_2^2}} \right]$
4. ЭО	$P_{no} = \Phi \left[g_{\text{эи}} - \frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лм}})}{\sqrt{1 + 2 \frac{g_{\text{ex}}^2}{K_2^2} + 2g_{\text{ex}}^4 \frac{\Delta f_n K_1^2}{\Delta f_c K_2^2}}} \right]$	$P_{no} = \Phi \left[g_{\text{эз}} - \frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лм}})}{\sqrt{1 + 2g_{\text{ex}}^2 / K_2^2}} \right]$
Тип сигнала / Тип обнаружителя	3) простой импульсный $\left(g_{\text{ex}} = \frac{U_{mc}}{\sqrt{2}\sigma_n} \right)$	4) сложный импульсный $\left(g_{\text{ex}} = \frac{U_{mc}}{\sqrt{2}\sigma_n} \right)$
1. КО	$P_{no} = \Phi [g_{\text{ки}} - \text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лм}})]$	$P_{no} = \Phi [g_{\text{кз}} - \text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лм}})]$
2. ВО	$P_{no} = \Phi \left[g_{\text{ви}} - \frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лм}})}{\sqrt{1 + 4g_{\text{ex}}^2 + \frac{K_3^2}{K_2^2}}} \right]$	$P_{no} = \Phi \left[g_{\text{вз}} - \frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лм}})}{\sqrt{1 + 4g_{\text{ex}}^2 / K_2^2}} \right]$

3. АО	$P_{no} = \Phi \left[g_{ли} - \frac{\sqrt{2} \text{arc}\Phi(1 - P_{лм})}{\sqrt{1 + 2g_{\text{ex}}^2 + \frac{K_3^2}{K_2^2}}} \right]$	$P_{no} = \Phi \left[g_{ac} - \frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{лм})}{\sqrt{1 + 2g_{\text{ex}}^2 / K_2^2}} \right]$
4. ЭО	$P_{no} = \Phi \left[g_{эи} - \frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{лм})}{\sqrt{1 + 2g_{\text{ex}}^2 + \frac{K_3^2}{K_2^2}}} \right]$	$P_{no} = \Phi \left[g_{эс} - \frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{лм})}{\sqrt{1 + 2g_{\text{ex}}^2 / K_2^2}} \right]$

Таблица 9

Вероятность ложных тревог при изменении дисперсии помехи

Тип обнаружителя	Вероятность ложной тревоги
1. Когерентный	$P_{лткф} = 1 - \Phi \left[\frac{\sigma_{np}}{\sigma_{нф}} \text{arc}\Phi(1 - P_{лткр}) \right]$
2. Взаимокорреляционный	$P_{лтвф} = 1 - \Phi \left[\frac{\sigma_{np}^2}{\sqrt{2}\sigma_{нф}^2} \text{arc}\Phi(1 - P_{лтвр}) \right]$
3. Автокорреляционный	$P_{лтаф} = 1 - \Phi \left[\frac{\sigma_{np}^2}{\sqrt{2}\sigma_{нф}^2} \text{arc}\Phi(1 - P_{лтавр}) \right]$
4. Некогерентный	$P_{лткф} = \exp \left[\frac{2\sigma_{np}^4}{\sigma_{нф}^4} \ln P_{лткр} \right]$
5. Энергетический	$P_{лткф} = 1 - \Phi \left[\frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{лткр}) + \left(1 - \frac{\sigma_{нф}^2}{\sigma_{np}^2} \right) \sqrt{\Delta f_n T}}{\frac{\sigma_{нф}^2}{\sigma_{np}^2}} \right]$

7. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

Отчет по лабораторной работе должен содержать:

- результаты выполнения лабораторной работы;
- сравнительный анализ лабораторных исследований с результатами контрольной работы;
- выводы по работе.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОАТТЕСТАЦИИ

Дать определения и привести примеры по следующим аспектам проблемы обнаружения сигналов на фоне помех.

1. Временные характеристики сигналов и помех.
2. Спектральные характеристики сигналов и помех.
3. Энергетические характеристики сигналов и помех.
4. Корреляционные характеристики сигналов и помех.
5. Статистические характеристики сигналов и помех.
6. Энергетический критерий помехоустойчивости обнаружителей.
7. Статистические критерии помехоустойчивости обнаружителей.
8. Виды области применения различных типов обнаружителей сигналов.
9. Простые и сложные сигналы.
10. Сравнение корреляционной обработки и согласованной фильтрации.
11. Собственный шум сигнала и его влияние на помехоустойчивость обнаружителей.
12. Механизм свертки спектра сигналов.
13. Механизм сжатия сигналов во времени.
14. Сравнение шумовых и сложных сигналов.
15. Пороговый эффект и причины его возникновения.
16. Сравнительный анализ помехоустойчивости когерентного и некогерентного обнаружителей.
17. Сравнительный анализ помехоустойчивости автокорреляционного и энергетического обнаружителей.
18. Отношение максимального правдоподобия.
19. Влияние уровня априорной неопределенности сигналов на характеристики

20. Модели радиообстановки.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Тихонов В.И.* Оптимальный прием сигналов. –М.: Радио и связь. 1983. –220 с.
2. *Ипатов В.П., Казаринов Ю.М., Коломенский Ю.А. и др.* Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах. –М.: Сов. Радио, 1975. –296 с.
3. *Лезин Ю.С.* Введение в теорию и технику радиотехнических систем. –М.: Радио и связь, 1986. –280 с.
4. *Разевиг В.Д.* Система схемотехнического моделирования „Micro-Cap V“. –М.: Изд-во „Солон“, 1997. –273 с.
5. *Разевиг В.Д.* Система схемотехнического моделирования „Micro-Cap VI“. –М.: Изд-во „Горячая линия – Телеком“, 2001. –344 с.
6. *Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н.* Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. –М.: Радио и связь, 1981. –232 с.
7. *Дятлов А.П., Дятлов П.А.* Анализ и моделирование линейных цепей с постоянными параметрами: Методические указания к лабораторно-практическим занятиям. –Таганрог: ТРТУ, 2001. –56 с.
8. *Дятлов А.П.* Корреляционные устройства в радионавигации: Учебное пособие. Часть 1. –Таганрог: ТРТИ, 1986. –89 с.
9. *Дятлов П.А.* Руководство пользователя пакета прикладных программ „Micro-Cap“: Методические указания к лабораторно-практическим занятиям. – Таганрог: ТРТУ, кафедра РТС, 2002. –64 с.

П1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Алгоритм – последовательность операций при решении задачи.

Информативный параметр сигнала – параметр сигнала, используемый для передачи информации.

Информация – сведения (данные), являющиеся объектом хранения, передачи, преобразования.

Корреляционная функция – характеристика скорости изменения процесса во времени.

Корреляция – степень статистической взаимосвязи процессов.

Критерий Неймана-Пирсона – статистический критерий помехоустойчивости обнаружителей, соответствующий оптимизации вероятности правильного обнаружения сигнала при фиксированном значении вероятности ложных тревог.

Линейные искажения – искажения сигнала при прохождении через линейные функциональные узлы, обусловленные неидеальностью их АЧХ и ФЧХ.

Линейный тракт приемника (ЛТ) – совокупность функциональных узлов от входа антенны до выхода УПЧ, которые обладают сквозной линейной амплитудной характеристикой и обеспечивают выполнение условий принципа суперпозиции.

Модель – формальное описание объекта исследований в компактной форме, отражающее наиболее важные особенности.

Нелинейные искажения – искажения, вносимые при прохождении сигнала через функциональные узлы обнаружителя, обусловленные нелинейностью их амплитудных характеристик.

Обнаружение сигналов – статистическая задача по установлению факта наличия сигнала (гипотеза H_1) или его отсутствия (гипотеза H_0) в аддитивной смеси сигнала и помехи.

Помеха – физический процесс, затрудняющий выделение сигнала.

Помехоустойчивость обнаружителя – способность обнаружителя обеспечивать необходимую эффективность обнаружения сигнала на фоне помех.

Радиообстановка (РО) – совокупность сигналов и помех и способов их взаимо-

действия при решении различных тактико-технических задач.

Радиосистема обработки информации (РСОИ) – совокупность радиоустройств, предназначенных для решения комплекса технических задач, связанных с обработкой информации в интересах различных областей радиоэлектроники, в соответствии с единым алгоритмом и заданным критерием эффективности.

Сигнал – физический процесс, несущий в себе информацию.

Сопутствующие (неинформативные) параметры сигнала – параметры сигнала, которые не используются для передачи сигнала, но затрудняющие его обнаружения из-за отсутствия соответствующей априорной информации.

Спектральное распределение – зависимость распределения параметра процесса (амплитуды, фазы, энергии) от частоты.

Типовое радиозвено (ТРЗ) – простейшая модель РСОИ.

Функция правдоподобия – условная плотность вероятности принимаемой аддитивной смеси сигнала и помехи при наиболее правдоподобном значении информативного параметра сигнала, устанавливаемого в опорном напряжении.

Эквивалентная шумовая полоса пропускания – полоса пропускания линейной цепи при замене его реальной АЧХ формой идеальной (прямоугольной) АЧХ с коэффициентом передачи, равным коэффициенту передачи на средней для ПФ или нулевой для ФНЧ частоте.

Эффективности критерий – мера оценки эффективности, например вероятность правильного обнаружения.

Эффективность – степень соответствия объекта исследований своему назначению.

П2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ

П2.1. Характеристики полосовых фильтров (ПФ)

Таблица 10

Типы ПФ Характеристики ПФ	Идеальный ПФ	Фильтр с колокольной характеристикой (КПФ)	Одиночный резонансный контур (ОРК)
1. Амплитудно-частотная характеристика $K_{пф}(\omega)$	K_0 при $\omega_0 - \frac{\Delta\omega_0}{2} \leq \omega \leq \omega_0 + \frac{\Delta\omega_0}{2}$	$K_0 \exp\left[-\frac{\pi}{2}\left(\frac{\omega - \omega_0}{2\pi\Delta f_3}\right)^2\right]$	$\frac{K_0}{\sqrt{1 + \frac{(\omega - \omega_0)^2}{\alpha_1^2}}}$
2. Импульсная характеристика $h_{пф}(t)$	$\frac{\Delta\omega_0}{2} \operatorname{sinc} \frac{\Delta\omega_0 t}{2} \cos \omega_0 t$	$\sqrt{2\Delta f_3} \exp[-2\pi(\Delta f_3 t)^2] \cos \omega_0 t$	$\alpha_1 e^{-\alpha_1 t} \cos \omega_0 t$ при $\alpha_1 = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{\pi f_n}{Q}$
3. Эквивалентная шумовая полоса Δf_3	$\Delta f_0 = \frac{\Delta\omega_0}{2\pi}$	$1,065 \Delta f_{0,7}$	$\frac{\Delta f_0}{2Q} = \frac{\pi}{2} \Delta f_{0,7}$
4. Нормированная огибающая ПИС на выходе ПФ $K_{ог}(\Delta f_3, \tau_n)$	$\frac{1}{\pi} \{S_i(\Delta\omega_0 t) - S_i[\Delta\omega_0(t - \tau_n)]\}$, $S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin t}{t} dt$	$\{\Phi[2\sqrt{\pi}\Delta f_3 t] - \Phi[2\sqrt{\pi}\Delta f_3(t - \tau_n)]\}$, $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$	$1 - e^{-\alpha_1 t}$ при $t_0 \leq t \leq t_0 + \tau_n$; $e^{-\alpha_1 t}$ при $t > t_0 + \tau_n$

Примечание: K_0 – коэффициент передачи по напряжению на центральной частоте ПФ ω_0 ; Δf_0 – полоса пропускания фильтра ИПФ; $\Delta f_{0,7}$ – полоса пропускания ПФ на уровне 0,707; $S_i(x)$ – интегральный синус; $\Phi(x)$ – функция Лапласа.

П2.2. Отклик сигнала на выходе ПФ

Таблица 11

Тип сигнала	Представление сигнала
1. Гармонический	$U_{гс\text{ пф}}(t) = U_{мс} K_{пф}(\omega_c) \cos[\omega_c t + \varphi_c + \varphi_{пф}(\omega_c)]$
2. Простой импульсный при $\Delta f_n \tau_n \gg 1$	$U_{пис\text{ пф}}(t) = U_{мс} K_{пф}(\omega_c) K_{ог}(\Delta f_n \tau_n) \cos[\omega_c t + \varphi_c + \varphi_{пф}(\omega_c)]$
3. Сложный (ЛЧМ при согласованном приёме)	$U_{сис\text{ пф}}(t) = U_{мс} \sqrt{B} \frac{\sin[\pi \Delta f_{дев} (t - t_0 - \tau_n)(1 - t_0 - \tau_n \tau_n)]}{\pi \Delta f_{дев} (t - t_0 - \tau_n)} \times$ $\times \cos \omega_0 (t - t_0 - \tau_n)$
4. Шумовой при $\Delta f_n \tau_n \gg 1$	$U_{шс\text{ пф}}(t) = U_{шс}(t) K_{пф}(\omega_c, \Delta \omega_c) K_{ог}(\Delta f_n \tau_n) \cos[\omega_c t + \varphi_c + \varphi_{пф}(\omega_c, \Delta \omega_c)]$

Примечание: $K_{пф}(\omega_c)$ – коэффициент передачи ПФ на частоте сигнала ω_c ; $\varphi_{пф}(\omega_c)$ – фазовый сдвиг, вносимый ПФ на частоте сигнала ω_c ; $K_{пф}(\omega_c, \Delta \omega_c)$ – коэффициент передачи ПФ на частоте сигнала ω_c и в полосе пропускания, соответствующей ширине спектра сигнала $\Delta f_c = \frac{\Delta \omega_c}{2\pi}$; $\varphi_{пф}(\omega_c, \Delta \omega_c)$ – фазовый сдвиг, вносимый ПФ на частоте сигнала ω_c и в полосе пропускания, соответствующей ширине спектра сигнала $\Delta f_c = \frac{\Delta \omega_c}{2\pi}$; B – база ЛЧМ-сигнала; $\Delta f_{дев}$ – девиация ЛЧМ-сигнала; t_0 – постоянное групповое запаздывание, вносимое согласованным фильтром.

П2.3. Характеристики фильтров нижних частот (ФНЧ)

Таблица 12

Типы ПФ Характеристики ПФ	Идеальный интегратор	RC-цепь	Идеальный ФНЧ
1. Амплитудно-частотная характеристика $K_{\text{ФНЧ}}(\omega)$	$K_0 \operatorname{sinc} \frac{\omega T}{2}, K_0 \geq 1$	$\frac{K_0 \alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \omega^2}}, \alpha = RC$	K_0 при $0 \leq \omega \leq \omega_{\text{гр}}$
2. Импульсная характеристика $h_{\text{ФНЧ}}(t)$	$\frac{K_0}{T}$ при $0 \leq t \leq T$	$K_0 \alpha e^{-\alpha t}$	$K_0 \operatorname{sinc} \frac{\omega_{\text{гр}} T}{2}$
3. Эквивалентная шумовая полоса Δf_3	$\frac{1}{2T}$	$\frac{\alpha}{4}$	$\frac{\omega_{\text{гр}}}{2\pi}$

Примечание: K_0 – коэффициент передачи по напряжению на нулевой частоте; α – постоянная времени; $\omega_{\text{гр}}$ – граничная частота ФНЧ.

**ПЗ. ВРЕМЕННОЕ, КОРРЕЛЯЦИОННОЕ И СПЕКТРАЛЬНОЕ
ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ НА ВХОДЕ ОБНАРУЖИТЕЛЯ**

Таблица 13

Представление сигналов Тип сигналов	Временное $U_c(t)$	Спектральное (односторонний энергетический спектр) $G_c(f)$	Корреляционное $R_c(\tau)$
1. Гармонический (ГС)	$U_{гс}(t) = U_{мс} \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ при $0 \leq t \leq \infty$	$G_{гс}(f) = \frac{U_{мс}^2}{2} \delta(f - f_c)$	$R_{гс}(\tau) = \frac{U_{мс}^2}{2} \cos \omega_c \tau$
2. Простой импульсный (ПИС)	$U_{пис}(t) = U_{мс} \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ при $t_0 \leq t \leq t_0 + \tau_m$	$G_{пис}(f) = \frac{U_{мс}^2 \tau_m^2}{2} \text{sinc}^2 [\pi(f - f_c) \tau_m]$	$R_{пис}(\tau) = \frac{U_{мс}^2}{2} \left(1 - \frac{ \tau }{\tau_m}\right) \cos \omega_c \tau$
3. ЛЧМ	$U_{лчм}(t) = U_{мс} \cos(\omega_c t + \frac{\gamma t^2}{2} \varphi_c)$ при $ t \leq \tau_m$, $\gamma \tau_m = 2\pi \Delta f_{дев}$; $\Delta f_{дев} \tau_m = B \gg 1$	$G_{лчм}(f) = \frac{U_{мс}^2}{2} \left(\frac{\tau_m^2}{B}\right)^2$ при $f_c - \frac{\Delta f_{дев}}{2} < f < f_c + \frac{\Delta f_{дев}}{2}$; $B \gg 1$	$R_{лчм}(\tau) = \frac{U_{мс}^2}{2} \left(1 - \frac{ \tau }{\tau_m}\right) \text{sinc} \left[\frac{\Delta f_{дев} \tau}{2} \left(1 - \frac{ \tau }{\tau_m}\right) \right] \cos \omega_c \tau$
4. ФКМ	$U_{фкм}(t) = U_{мс} g[t - \tau(t)] \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ $g[t - \tau(t)] = \sum_{k=0}^{L-1} d_k \text{rect}[t - kT_s - \tau(t)]$ $d_k = \cos \theta_k \in \{-1, 1\}$; $k = \overline{1, L}$	$G_{фкм}(f) = \frac{U_{мс}^2 \tau_m^2}{2} \text{sinc}^2 [\pi(f - f_c) T_s]$ $B = \frac{\tau_m}{T_s} \gg 1$	$R_{фкм}(\tau) = \frac{U_{мс}^2}{2} \left(1 - \frac{ \tau }{T_s}\right) \cos \omega_c \tau$ при $\tau < T_s$
5. Шумовой (ШС), например квазибелый шум	$U_{шс}(t) = U_{мс} \cos[\omega_c t + \varphi(t) + \varphi_c]$ при $t_0 \leq t \leq t_0 + T_c$	$G_{шс}(f) = \frac{\sigma_{шс}^2}{\Delta f_c} = N_c$ при $f_c - \frac{\Delta f_c}{2} \leq f \leq f_c + \frac{\Delta f_c}{2}$	$R_{шс}(\tau) = \sigma_{шс}^2 \text{sinc}(\pi \Delta f_c \tau) \cos \omega_c \tau$

Примечание: $G(f)$ – односторонний энергетический спектр; $S(f)$ – амплитудный спектр; $\Delta f_{дев}$ – девиации частоты ЛЧМ-сигнала; γ – скорость

перестройки частоты ЛЧМ-сигнала; B – база СИС; $\sigma_{\text{шс}}^2$ – дисперсия ШС; N_c – спектральная плотность ШС; T_s – длительность элемента (посылки) ФКМ; $\text{rect}[x]$ – единичное временное окно; $\tau_{\text{и}}$ – длительность импульса; $U_{\text{мс}}$ – амплитуда сигнала; ω_c – средняя частота сигнала.

П4. КОНТРОЛЬНЫЕ РАБОТЫ № 1–4
„АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ
ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ“

П4.1. Структуры контрольных работ

Контрольная работа № 1 посвящена исследованию когерентного обнаружителя (КО); контрольная работа № 2 посвящена исследованию некогерентного обнаружителя (НО); контрольная работа № 3 посвящена исследованию энергетического обнаружителя (ЭО); контрольная работа № 4 посвящена исследованию автокорреляционного обнаружителя (АО).

П4.2. Содержание контрольных работ:

а) по заданным:

- 1) типу обнаружителя: КО – когерентный; ЭО – энергетический; АО – автокорреляционный; НО – некогерентный;
- 2) виду и параметрам помехи: квазибелый шум; N_n ($\text{В}^2/\text{Гц}$) – спектральная плотность; f_0 (Гц) – средняя частота; Δf_n (Гц) – ширина спектра;
- 3) виду сигнала: ГС – гармонический; ПИС – простой импульсный; ШС – шумовой;
- 4) параметрам сигнала: K_f – коэффициент, используемый при расчете средней частоты сигнала f_c (Гц); K_Δ – коэффициент, используемый при расчете ширины спектра сигнала Δf_c (Гц); K_Φ – коэффициент фильтрации $\Delta f_n T$, где T (сек) – постоянная интегрирования обнаружителя.
- 5) характеристикам обнаружения: $P_{\text{по}}$ – вероятность правильного обнаружения; $P_{\text{лт}}$ – вероятность ложных тревог.

б) необходимо:

- привести алгоритм и структуру обнаружителя;
- рассчитать следующие параметры:

- 1) f_n (Гц), f_v (Гц) – нижнюю и верхнюю границы частотного диапазона обнаружителя;
 - 2) σ_n^2 (Вт) – дисперсию помехи на входе обнаружителя;
 - 3) среднюю частоту сигнала f_c (Гц) и ширину его спектра Δf_c (Гц);
 - 4) длительность сигнала T_c (сек), постоянную интегрирования T (сек) и базу B для СИС;
 - 5) время задержки τ (сек), вносимого линией задержки, при анализе АО;
 - 6) пороговое – $g_{\text{пор}}$, входное – $g_{\text{вх}}$ и выходное отношение сигнал/помеха по напряжению;
 - 7) реальную чувствительность обнаружителя – P_c (Вт);
- построить зависимости:
- 1) $g = f(g_{\text{вх}})$ при оценке g и $g_{\text{вх}}$ (в разгах и дБ);
 - 2) $P_{\text{по}} = f(g_{\text{вых}}, P_{\text{лт}})$;
- сделать заключения.

Варианты заданий для выполнения контрольных работ № 1–4 приведены в подразделе П.4.3.

в) С целью упрощения анализа варианты заданий на выполнение контрольных работ составлены при фиксации следующих исходных условий для всех вариантов:

- 1) ПФ имеет идеальную (прямоугольную) АЧХ;
- 2) $f_c = f_0 = 10^7$ Гц;
- 3) $N_n = 10^{-18}$ В²/Гц;
- 4) $K_\phi = \Delta f_n T = 10^2$;
- 5) для ГС и ПИС база равна $B = 1$, а для СИС и ШС база равна $B = 10$;
- 6) ФНЧ представляет собой идеальный интегратор в скользящем временном окне.

П4.3. Варианты заданий к контрольным работам № 1–4

1.1 – ГС;	2.1 – $P_{\text{по}} = 0,8$;	3.1 – $P_{\text{лт}} = 10^{-2}$;	4.1 – $\Delta f_n = 10^6$ Гц;
1.2 – ПИС;	2.2 – $P_{\text{по}} = 0,9$;	3.2 – $P_{\text{лт}} = 10^{-6}$;	4.2 – $\Delta f_n = 3 \cdot 10^5$ Гц;
1.3 – СИС;	2.3 – $P_{\text{по}} = 0,95$;		4.3 – $\Delta f_n = 10^5$ Гц.
1.4 – ШС			

Таблица 14

Варианты	Параметры обнаружителя			
1	1.1	2.1	3.1	4.1
2	1.1	2.1	3.1	4.2
3	1.1	2.1	3.1	4.3
4	1.1	2.1	3.2	4.1
5	1.1	2.1	3.2	4.2
6	1.1	2.1	3.2	4.3
7	1.2	2.2	3.1	4.1
8	1.2	2.2	3.1	4.2
9	1.2	2.2	3.1	4.3
10	1.2	2.2	3.2	4.1
11	1.2	2.2	3.2	4.2
12	1.2	2.2	3.2	4.3
13	1.3	2.3	3.1	4.1
14	1.3	2.3	3.1	4.2
15	1.3	2.3	3.1	4.3
16	1.3	2.3	3.2	4.1
17	1.3	2.3	3.2	4.2
18	1.3	2.3	3.2	4.3
19	1.4	2.1	3.1	4.1
20	1.4	2.1	3.1	4.2
21	1.4	2.1	3.1	4.3
22	1.4	2.1	3.2	4.1
23	1.4	2.1	3.2	4.2
24	1.4	2.1	3.2	4.3

П4.4. Методические указания по выполнению контрольной работы №1

„Анализ характеристик помехоустойчивости обнаружителей“

1. Структура и алгоритм обнаружителя в соответствии с заданным вариантом заимствуется из раздела 3.2 данных методических указаний.

2. Границы частотного диапазона обнаружителей рассчитываются из соотношений:

$$f_{\text{н}} = f_0 - \Delta f_{\text{н}}/2; \quad f_{\text{в}} = f_0 + \Delta f_{\text{н}}/2.$$

3. Дисперсия помехи на входе обнаружителя равна: $\sigma_{\text{н}}^2 = N_{\text{н}} \Delta f_{\text{н}}$.

4. Средняя частота сигнала f_c и ширина его спектра Δf_c рассчитываются следующим образом:

$$f_c = f_0 - \Delta f_{\text{н}}/2 + K_f \Delta f_c/2; \quad K_f \in [1, \text{ent}(2\Delta f_{\text{н}}/\Delta f_c)]; \quad \Delta f_c = K_{\Delta} \Delta f_{\text{н}}; \quad K_{\Delta} \in [10^{-3}, 1],$$

где $\text{ent}[x]$ – целая часть x .

Для вариантов заданий, приведенных в П.4.3, полагается, что $f_c = f_0 = 10^7$ Гц.

5. Расчет длительности существования сигналов T_c , постоянной интегрирования T и ширины спектра Δf_c осуществляется следующим образом:

$$T_c = K_{\Phi}/\Delta f_{\text{н}}; \quad T = T_c = \tau_{\text{и}}; \quad \Delta f_c = B/T_c.$$

6. Выбор времени задержки τ в случае анализа АО осуществляется из следующих соотношений: $\tau_{\text{кн}} \leq \tau \ll \tau_{\text{кс}}; f_c \tau = k; r_c(\tau) \geq 0,9; \tau_{\text{кн}} = 1/\Delta f_{\text{н}}$, где $\tau_{\text{кс}}$, $\tau_{\text{кн}}$ – интервалы корреляции сигнала и помехи; k – целое число; $r_c(\tau)$ – коэффициент автокорреляции сигнала при выбранном значении времени задержки τ .

Для ГС, ПИС, СИС(ФМК, ЛЧМ) и ШС коэффициент автокорреляции описывается следующими соотношениями:

$$\text{ГС} \quad - \quad r_c(\tau) = (1 - |\tau|/T_c) \cos 2\pi f_c \tau; \quad \Delta f_c = 1/T_c;$$

$$\text{ПИС} \quad - \quad r_c(\tau) = (1 - |\tau|/\tau_{\text{и}}) \cos 2\pi f_c \tau; \quad \Delta f_c = 1/\tau_{\text{и}};$$

$$\text{ФМК} \quad - \quad r_c(\tau) = (1 - |\tau|/T_{\text{э}}) \cos 2\pi f_c \tau; \quad \Delta f_c = 1/T_{\text{э}};$$

$$\text{ЛЧМ} \quad - \quad r_c(\tau) = (1 - |\tau|/\tau_{\text{и}}) \text{sinc} [\pi \Delta f_c \tau (1 - |\tau|/\tau_{\text{и}})] * \cos 2\pi f_c \tau;$$

$$\text{ШС} \quad - \quad r_c(\tau) = \text{sinc} [\pi \Delta f_c \tau] \cos 2\pi f_c \tau,$$

где τ_n – длительность импульсного сигнала; T_s – длительность кодовой посылки в случае ФМК-сигнала.

Для вариантов заданий, приведенных в П.4.3, в качестве СИС можно использовать или ЛЧМ, или ФКМ по своему усмотрению.

7. На основе использования соотношений для расчета отношения сигнал/помеха g , приведенных в 5 разделе данных методических указаний, с учетом полученных в п.п. 1–6 результатов проводится расчет и строится зависимость $g = f(g_{вх})$ при изменении $g_{вх}$ от 10^{-2} до 10^2 при оценке g и $g_{вх}$ (в разгах и дБ).

8. В соответствии с соотношением $g_{пор} = F(P_{лт})$, для заданного типа обнаружителя по заданной вероятности $P_{лт}$ определяется величина порогового отношения сигнал/шум $g_{пор}$.

9. В соответствии с соотношением $P_{по} = F(g, P_{лт})$ для заданного типа обнаружителя проводится расчет и строится графическая зависимость при изменении g от 1 до 10^2 . Для наглядности рассмотрим пример обнаружения гармонического сигнала ЭО при $\Delta f_n T \gg 1$.

Используя соотношения для расчета характеристик ЭО, приведенные в разделе 6.1, имеем:

$$P_{лт} = 1 - \Phi(g_{пор}); g_{пор} = \text{arc } \Phi(1 - P_{лт});$$

$$P_{по} = \Phi \left[g - \frac{\text{arc } \Phi(1 - P_{лт})}{\sqrt{1 + 2g_{вх}^2}} \right]; \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt;$$

$$g = \frac{g_{вх}^2 \sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1 + 2g_{вх}^2}},$$

где $\Phi(x)$ – функция Лапласа.

Значения $P_{по}$ и $P_{лт}$ при различных значениях $\Phi(x)$ приведены в табл. 15.

Данный пример позволяет производить анализ не только ЭО, но и КО, и АО, поскольку для этих трех типов обнаружителей выходной эффект имеет при $\Delta f_n T \gg 1$ нормальный закон распределения.

При анализе характеристик помехоустойчивости НО необходимо учитывать, что выходной эффект после квадратурной обработки имеет распределение Релея-Райса.

Для наглядности рассмотрим пример обнаружения гармонического сигнала НО, используя соотношения, приведенные в разделе 6.2.

$$P_{\text{лт}} = \exp\left(-\frac{g_{\text{пор}}^2}{2}\right); \quad g_{\text{пор}} = \sqrt{2 \ln(1/P_{\text{лт}})};$$

$$P_{\text{по}} = \int_{g_{\text{пор}}}^{\infty} x \cdot \exp\left(-\frac{x^2 + g^2}{2}\right) \cdot I_0(g, x) dx; \quad g = \sqrt{2} g_{\text{вх}} \sqrt{\Delta f_n T};$$

где $I_0(Z)$ – функция Бесселя нулевого порядка; x – нормированное напряжение.

Значения $P_{\text{лт}}$ и $P_{\text{по}}$ при различных значениях $g_{\text{пор}}$ и g приведены в табл. 16.

10. При наличии графических зависимостей $P_{\text{по}} = F(g, P_{\text{лт}})$ и $g = f(g_{\text{вх}})$ по заданной величине $P_{\text{по}}^*$ находим требуемое g^* , а затем и $g_{\text{вх}}^*$ (рис. 13Рис. 13)

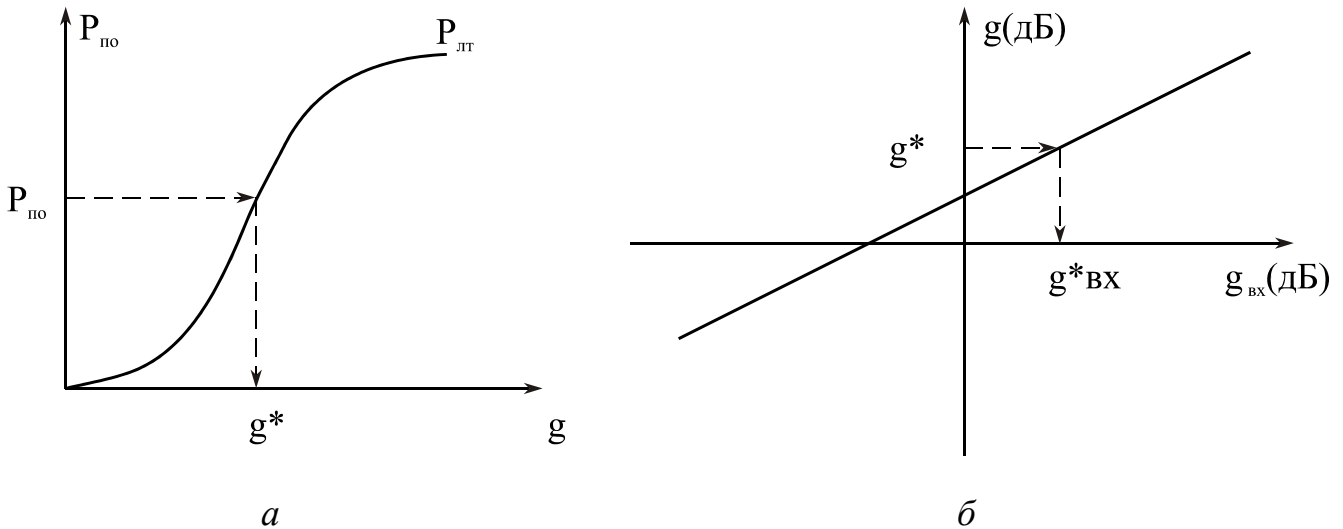


Рис. 13

Далее производится пересчет дБ в разы $g_{\text{вх(разы)}}^* = 20 \lg g_{\text{вх(дБ)}}^*$.

11. Реальная чувствительность обнаружителя равна: $P_c = \sigma_n^2 g_{\text{вх(разы)}}^2$.

12. В заключение подводятся итоги с перечислением заданных и полученных характеристик обнаружения.

Таблица 15

Расчет энергетических характеристик помехоустойчивости КО, ЭО, АО

при $\Delta f_n T \gg 1$

x	0	0,25	0,52	0,84	1,3	2,3	3,1	3,7	4,26	4,75	5,2
$1 - \Phi(x)$	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}

$$P_{\text{по}} = \Phi(x_1); P_{\text{лт}} = 1 - \Phi(x_2); P_{\text{пр}} = 1 - P_{\text{по}} = 1 - \Phi(x_1); \Phi(-x) = 1 - \Phi(x);$$

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt.$$

Пример: $P_{\text{по}} = 0,9$; $P_{\text{лт}} = 10^{-5}$; когерентный обнаружитель; $P_{\text{по}} = \Phi[g - g_{\text{пор}}]$; $\Delta g = g - g_{\text{пор}}$; $P_{\text{лт}} = 1 - \Phi(g_{\text{пор}})$; $P_{\text{пр}} = 1 - \Phi(\Delta g)$.

Имеем: $g_{\text{пор}} = 4,26$; $\Delta g = 1,3$; $g = 5,56$.

Таблица 16

**Расчет энергетических характеристик помехоустойчивости НО при приеме
ГС, ПИС, СИС**

$P_{\text{лт}} = e^{-g_{\text{пор}}^2/2}$										
$g_{\text{пор}}$	1	2	3	4	5	6	3,75	4,3	4,8	5,1
$P_{\text{лт}}$	0,6	0,13	$1 \cdot 10^{-2}$	$3,8 \cdot 10^{-4}$	$3,6 \cdot 10^{-7}$	$1,5 \cdot 10^{-8}$	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
$P_{\text{по}} = Q(g, g_{\text{пор}}) = \int_{g_{\text{пор}}}^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + g^2}{2}\right) \cdot I_0(gx) dx$										
1) $g_{\text{пор}} = 3$										
g	2	3	3,5	4	4,5	5,5				
$P_{\text{по}}$	0,21	0,54	0,74	0,87	0,95	0,996				
2) $g_{\text{пор}} = 5$										
g	2	3	4	5	5,5	7	8			
$P_{\text{по}}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-2}$	0,18	0,54	0,72	0,95	0,997			

Пример: $P_{\text{по}} = 0,95$; $P_{\text{лт}} = 10^{-2}$; некогерентный обнаружитель.

Имеем: $g_{\text{пор}} = 3$; $g = 4,5$.

П5. ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ №1-4 „МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ“

П5.1. Содержание контрольной работы

Лабораторная работа № 1 посвящена моделированию когерентного обнаружителя (КО); лабораторная работа № 2 посвящена моделированию некогерентного обнаружителя (НО); лабораторная работа № 3 посвящена моделированию энергетического обнаружителя (ЭО); лабораторная работа № 4 посвящена моделированию автокорреляционного обнаружителя (АО).

П5.2. Цель работы

1. Ознакомление с системой схемотехнического моделирования „Micro-Cap (5–7)“.
2. Изучение методов анализа и моделирования формирования сигналов и помех и их прохождение через функциональные узлы заданного обнаружителя.
3. Изучение методов анализа и моделирования помехоустойчивости заданного обнаружителя.

П5.3. Содержание работы

В соответствии с заданным номером варианта:

1. Произвести формирование эквивалентной структуры заданного обнаружителя в соответствии с рис. 14–17 на основе рекомендаций по использованию „Micro-Cap (5–7)“ и приведенных в „руководстве пользователя“ макросов. На рис. 14–17 приняты следующие обозначения: Г, ГП – генератор сигнала и помехи; Сум – сумматор; ПФ – полосовой фильтр; ФНЧ – фильтр нижних частот; $У_1$, $У_2$ – усилители; П – перемножитель; ГКС – генератор копии сигнала; ПУ – пороговое устройство; РУ – решающее устройство; Фв – фазовращатель на $\pi/2$; Кв – квадратор; ИК – извлечение корня квадратного; ЛЗ – линия задержки; КД – квадратичный детектор.

2. На основе использования макросов, приведенных в „руководстве пользователя“, составить полную функциональную схему заданного обнаружителя и про-

известить установку параметров всех функциональных узлов (ФУ).

3. В режиме частотного анализа промоделировать амплитудные характеристики (АЧХ) полосового фильтра (ПФ) и фильтра нижних частот (ФНЧ) и зафиксировать их на графиках.

4. В режиме спектрального анализа промоделировать процессы на выходах генератора сигналов (ГС), генератора шума (ГШ) и на выходе ПФ, и зафиксировать эюры на графиках.

5. В режиме временного анализа промоделировать прохождение сигнала и шума через ФУ и зафиксировать эюры в ①, ②, ③, ④, ⑤, ⑥ точках эквивалентной схемы.

6. Подать на вход обнаружителя помеху от ГШ с заданной спектральной плотностью N_n (Вт/Гц) и в режиме временного анализа установить коэффициент передачи обнаружителя в масштабных усилителях Y_1 и Y_2 , необходимый для того, чтобы уровень шума на выходе обнаружителя соответствовал заданному $U_{пор}$, например $U_{пор} = 1$ В.

7. В режиме временного анализа при подаче на вход обнаружителя шума от ГШ снять и зафиксировать в таблице зависимость $P_{лт} = f(U_{пор})$ при $N_n = const$ и дать рекомендации по выбору $U_{пор}$ для достижения $P_{лт} = 10^{-2}$, где $P_{лт}$ – вероятность ложной тревоги.

8. В режиме временного и спектрального анализа в точках ④, ⑥ эквивалентной схемы обнаружителя снять и зафиксировать в таблице зависимость $g = f(g_{вх})$ (в разгах и дБ), где $g_{вх}$, g – входное и выходное отношение сигнал/шум по напряжению.

9. В режиме временного анализа произвести снятие функции зависимости $P_{по} = f(g, U_{пор})$ и определение реальной чувствительности обнаружителя при заданных $P_{лт}$ и $P_{по}$, где $P_{по}$ – вероятность правильного обнаружения.

II 5.4 Методические указания к выполнению лабораторных работ

1. Формирование функциональной схемы обнаружителя следует осуществлять на основе эквивалентных структур приведенных на рис. 14–17, и рекомендаций, приведенных в [4, 5] и в руководстве пользователя [9].

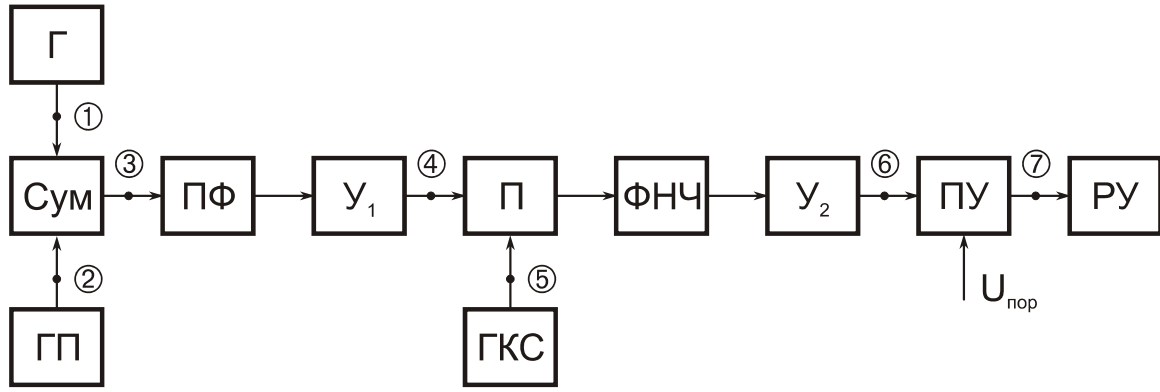


Рис. 14

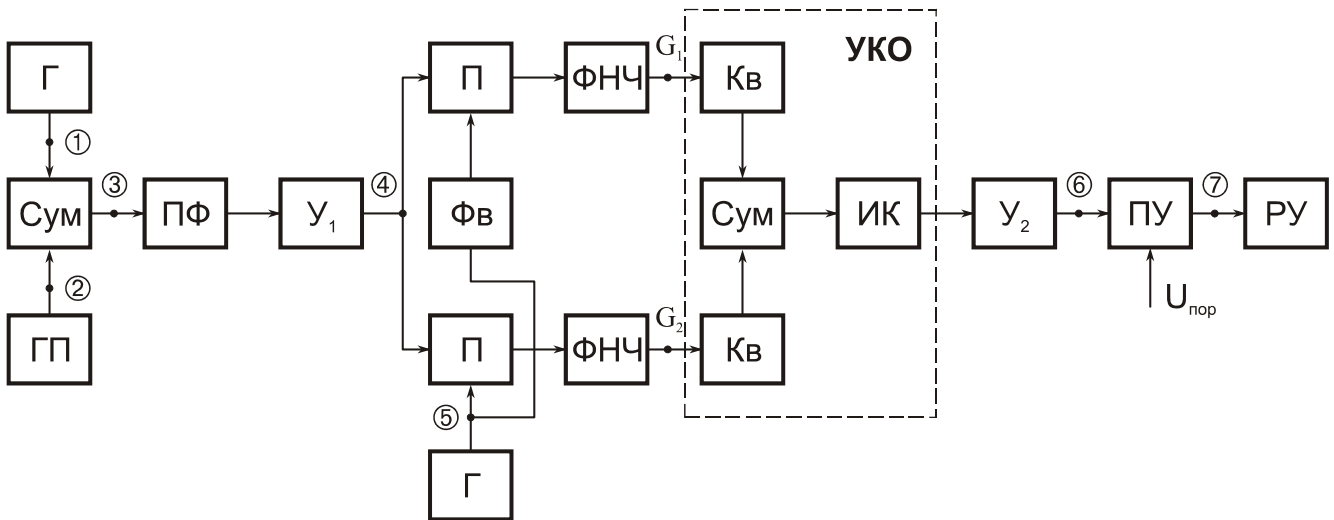


Рис. 15

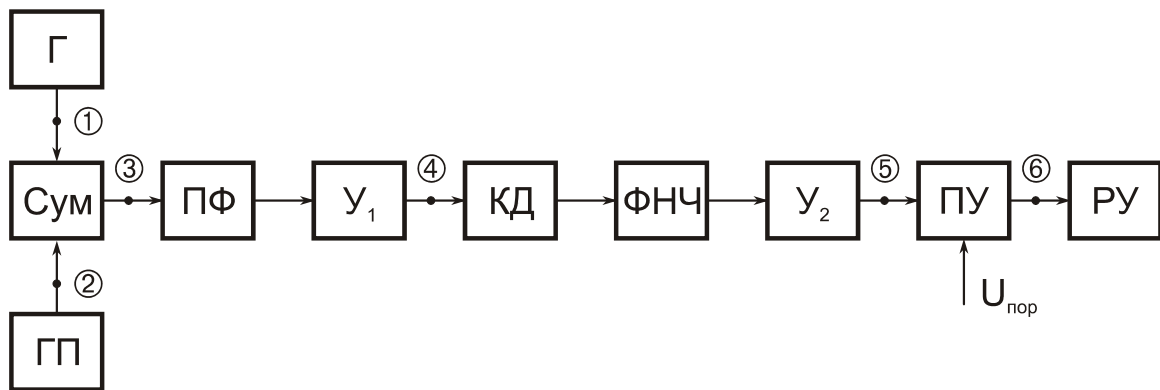


Рис. 16

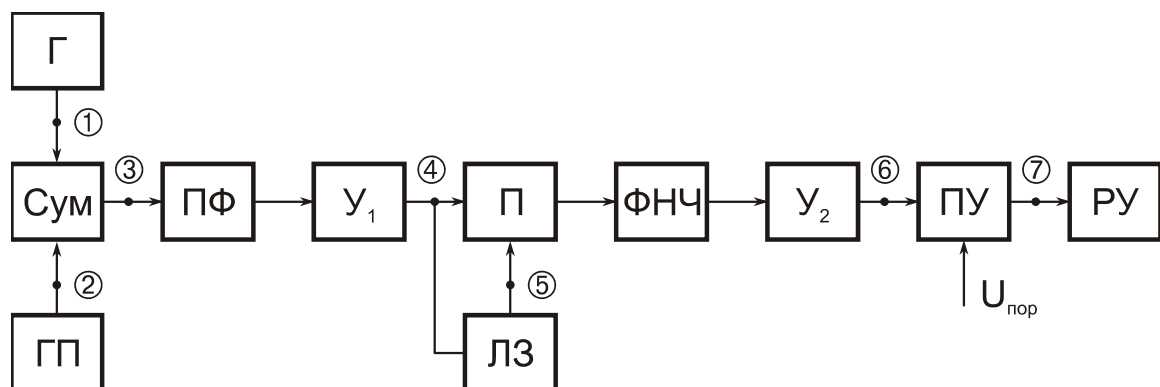


Рис. 17

2. При моделировании АЧХ ПФ и Ф на основе метода частотного анализа использовать структуры приведенные на рис. 18Рис. 18.

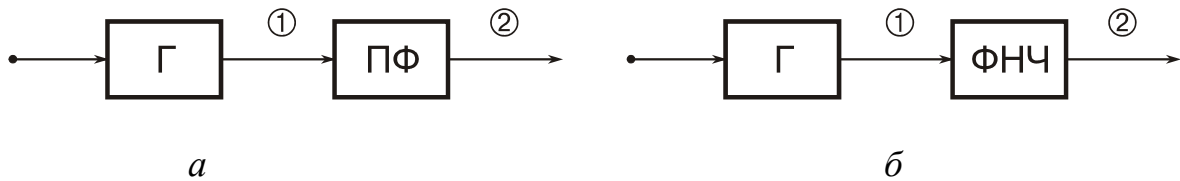


Рис. 18

При моделировании АЧХ ПФ диапазоны используемых частот Δf_1 и его границы необходимо установить из условий:

$$\Delta f_1 = f_v - f_n; \quad f_{v1} = f_0 + 1,5\Delta f_\phi; \quad f_{n1} = f_0 - 1,5\Delta f_\phi; \quad \Delta f_\phi = \Delta f_n,$$

где f_{n1}, f_{v1} – нижняя и верхняя границы исследуемого диапазона частот; $f_0, \Delta f_\phi$ – средняя частота и полоса пропускания ПФ.

При моделировании АЧХ ФНЧ верхнюю границу исследуемого диапазона f_v – необходимо установить из условия $f_v = 3f_{гр}; f_{гр} = 1/T; T = T_c$,

где $f_{гр}$ – верхняя граничная частота ФНЧ; T – постоянная времени ФНЧ.

Результаты моделирования АЧХ фиксируются на графиках.

3. С целью проверки степени согласования параметров сигнала и шума с параметрами ПФ провести моделирование процессов в точках ①, ②, ③, ④ в режиме спектрального анализа.

При проведении моделирования в режиме спектрального анализа необходимо установить в ГП спектральную плотность N_n (В²/Гц) и тактовую частоту формирования случайного процесса из условия $f_T = f_0 + 3\Delta f_\phi$, (параметры $N_n, f_0, \Delta f_\phi$ соответствует заданному варианту исходных данных).

Далее в генератор сигналов (Г) для случаев простого импульсного (ПИС), ЛЧМ и ФКМ сигналов выставляется амплитуда U_m , которая выбирается из соотношений $g_{вх}^2 = U_m^2 / 2\sigma_n^2; \sigma_n^2 = N_n \Delta f_\phi; g_{вх}^2 = 10; U_m = \sqrt{2} \sigma_n g_{вх}$,

где $g_{вх}^2$ – входное отношение сигнал/шум по мощности в точке ④; σ_n^2 – дисперсия шума на выходе ПФ. Результаты моделирования фиксируются на эпюрах.

Параметры ПФ можно считать согласованными с параметрами сигнала в случае отсутствия искажений спектральных характеристик.

4. Для оценки линейных (переходных) искажений, вносимых обнаружителем, проводится моделирование прохождения сигнала через функциональные узлы в

режиме временного анализа со снятием эпюр в точках ①, ④, ⑥. Время моделирования выбирается из условия $t_0 + \Delta t \leq t \leq t_0 + \Delta t + 5T_c$, $t_0 = 0$; $\Delta t \geq T_c$.

5. Одной из основных задач моделирования является снятие зависимости $P_{лт} = f(g_{пор})$, где $g_{пор} = U_{пор}/\sigma_{пв}$, $g_{пор}$ – нормированный порог, $U_{пор}$ – пороговое напряжение, $\sigma_{пв}$ – среднеквадратическое значение выходного эффекта в точке ⑥ $U_n(T)$ при воздействии на вход обнаружителя (точка ③) одной помехи $n(t)$.

Для обеспечения снятия зависимости $P_{лт} = f(g_{пор})$ на вход обнаружителя (точка ③) подается помеха $n(t)$ с фиксированной спектральной плотностью $N_n = const$, далее осуществляется изменение коэффициентов усилителей Y_1 и Y_2 с целью установки в точке ⑥ фиксированного значения $U_n(T) = \sigma_{пв} = const$. В качестве переменного параметра при этом используется пороговое напряжение $U_{пор}$.

Моделирование производится в режиме временного анализа путем фиксации на определенном интервале времени T_m количества превышений (ложных срабатываний) $n_{лс}$ выбранного порогового напряжения $U_{пор}$, которое меняется от сеанса к сеансу до тех пор, пока вероятность ложных тревог не будет соответствовать заданной величине $P_{лт з}$.

Вероятность ложных тревог $P_{лт}$ в процессе моделирования может быть рассчитана следующим образом: $P_{лт} = n_{лс}/N$; $N = T_m/T$; $T = K_\Phi/\Delta f_n$; $g_{пор} \rightarrow var$.

При выполнении данного пункта в качестве фиксированных исходных условий для всех вариантов заданий при проведение лабораторных работ принято:

$$N_n = 10^{-18} \text{ В}^2/\text{Гц}; \quad \sigma_{пв} = 1 \text{ В}; \quad K_\Phi = 10^2; \quad T_m = 1 \text{ с}; \quad P_{лт з} = 10^{-2}.$$

Количество ложных срабатываний $n_{лс}$ можно подсчитать двумя способами:

- 1) путем графического анализа эпюры выходного эффекта в точке ⑥ $U_n(t, T)$ при выбранном значении $U_{пор}$.
- 2) путем фиксации на выходе ПУ (точка ⑦) при выбранном значении $U_{пор}$.

По совокупности сеансов моделирования при разных $U_{пор}$ строится графическая зависимость $P_{лт} = f(U_{пор})$, на основе которой определяется оценка $g_{пор}$ для $P_{лт з} = 10^{-2}$.

6. Для снятия зависимости $g = f(g_{вх})$ на вход обнаружителя (точка ③) подается смесь сигнала и шума $y(t) = S(t) + n(t)$, в которой от одного сеанса моделирования

к другому меняется величина $g_{\text{вх}}$ в точке ④ путем изменения уровня сигнала $U_{\text{мс}}$ при фиксированной спектральной плотности помехи N_n .

Моделирование осуществляется в режиме временного анализа. Выходной эффект $U_y(T)$ фиксируется в точке ⑥.

Установление входного отношения сигнал/помеха по мощности $g_{\text{вх}}^2$ в точке ④ осуществляется путем изменения уровня сигнала в Γ , с учетом постоянства дисперсии помехи $\sigma_n^2 = N_n \Delta f_{\phi}$.

Для оценки выходного отношения сигнал/помеха по напряжению g используется статистическая обработка массива отсчетов $U_y(T)$ в точке ⑥:

$$g = \frac{M_1[U_y(T)] - M_1[U_n(T)]}{\sqrt{D[U_y(T)]}} = \frac{M_1[U_s(T)]}{\sqrt{D[U_y(T)]}}, \quad D[U_y(T)] = M_2[U_y(T)] - M_1^2[U_y(T)],$$

где $M_1[U_s(T)]$, $M_1[U_n(T)]$ – математические ожидания (первый центральный момент) выходного эффекта $U_s(T)$ и $U_n(T)$, обусловленного воздействием на вход обнаружителя сигнала $S(t)$ или помехи $n(t)$; $M_1[U_y(T)]$, $M_2[U_y(T)]$ – первый и второй центральный моменты выходного эффекта $U_y(T)$, обусловленного воздействием смеси $y(t) = S(t) + n(t)$; $D[U_y(T)]$ – дисперсия выходного эффекта $U_y(T)$. Оценка статистических характеристик выходного эффекта $U_y(T)$ рассчитывается на основе использования следующих соотношений:

$$\hat{M}_1[U_s(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{si}}{m}; \quad \hat{M}_1[U_n(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{ni}}{m};$$

$$\hat{M}_1[U_y(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{yi}}{m} = \hat{M}_1[U_s(T)] + \hat{M}_1[U_n(T)];$$

$$\hat{D}[U_y(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{yi}^2}{m-1} - \hat{M}_1^2[U_y(T)], \quad m \geq 30,$$

где $U_{si}(T)$, $U_{ni}(T)$, $U_{yi}(T)$ – отсчеты $U_s(T)$, $U_n(T)$, $U_y(T)$ в i -м сеансе моделирования; m – количество сеансов моделирования в массиве.

В ходе выполнения лабораторных работ моделирование и расчеты выполняются в каждом сеансе в виде следующих этапов:

- 1) оценка $\hat{M}_1[U_s(T)]$ получается при подаче на вход обнаружителя (точка ④)

сигнала с фиксированной амплитудой U_{mc} для конкретного значения $g_{вх}$.

2) оценка $\hat{M}_1[U_n(T)]$ получается при подаче на вход обнаружителя (точка ④) помехи с фиксированной спектральной плотностью N_n .

3) оценка $\hat{M}_1[U_y(T)]$ вычисляется: $\hat{M}_1[U_y(T)] = M_1[U_s(T)] + M_1[U_n(T)]$;

4) $\hat{M}_2[U_y(T)] = \frac{\sum_{i=1}^m U_{yi}^2}{m-1}$ получается при подаче на вход обнаружителя (точка ④) смеси $y(t) = S(t) + n(t)$;

5) оценка $\hat{D}[U_y(T)]$ вычисляется $\hat{D}[U_y(T)] = \hat{M}_2[U_y(T)] - \hat{M}_1[U_y(T)]$.

По полученным результатам рассчитываются g при различных $g_{вх}$ и затем строится графическая зависимость при представлении $g_{вх}$ и g (в разгах дБ).

7. При снятии зависимости $P_{по} = f(g_{вх}, U_{пор})$ используется периодическая последовательность импульсных сигналов с параметрами $\tau_{и}$, $T_{пов}$, $T_{п}$, где $\tau_{и}$ – длительность импульса, $T_{пов}$ – период повторения, $T_{п}$ – длительность пачки.

При этом осуществляется моделирование обнаружителя в целом в режиме временного анализа.

На вход обнаружителя подается пачка импульсов, где n_n – количество импульсов в пачке, с определенным входным отношением сигнал/шум $g_{вх}$, а на выходе РУ производится подсчет количества обнаруженных импульсов n_o . Вероятность правильного обнаружения $P_{по}$ при этом равна

$$P_{по} = n_o/n_n.$$

При проведении моделирования целесообразно параметры импульсной последовательности выбирать из условий: $T_{пов} \geq 2\tau_{и}$; $T \geq 100 T_{пов}$; $n_o \geq 100$.

По совокупности сеансов моделирования при разных $\hat{g}_{вх}$ строится зависимость $P_{по} = f(g_{вх}, P_{лт з})$, на основе которой по заданной $P_{по}$ определяется вначале величина \hat{g} , а затем по зависимости $g = f(g_{вх})$ определяется величина g и, наконец, реальная чувствительность обнаружителя

$$P_{ч} = \sigma_n^2 \hat{g}_{вх}^2 (B^2).$$

Предисловие.....	3
1. Радиосистемы первичной обработки информации.....	5
2. Радиосистемы обнаружения.....	11
3. Постановка задачи обнаружения.....	17
4. Техническое задание и этапы проектирования обнаружителя.....	26
5. Анализ прохождения сигнала и помехи через нелинейный элемент и интегратор.....	30
6. Расчет характеристик обнаружения и оптимизация параметров обнаружителей.....	46
7. Содержание отчета.....	55
Контрольные вопросы для самоаттестации.....	56
Литература.....	57
Приложение 1.....	58
П1. Основные определения.....	58
Приложение 2.....	60
П2. Основные характеристики линейных цепей обнаружителей.....	60
П2.1. Характеристики полосовых фильтров (ПФ).....	60
П2.2. Отклик сигнала на выходе ПФ.....	61
П2.3. Характеристики фильтров нижних частот (ФНЧ).....	62
Приложение 3.....	63
П3. Временное, корреляционное и спектральное представление сигналов на входе обнаружителя.....	63
Приложение 4.....	65
П4. Контрольные работы № 1–4 „Анализ характеристик помехоустойчивости обнаружителей“.....	65
П4.1. Структуры контрольных работ:.....	65
П4.2. Содержание контрольных работ:.....	65
П4.3. Варианты заданий к контрольным работам № 1–4.....	67
П4.4. Методические указания по выполнению контрольной работы № 1	

„Анализ характеристик помехоустойчивости обнаружителей“	68
Приложение 5	72
П5. Лабораторные работы № 1–4 „Моделирование обнаружителей сигналов“ ...	72
П5.1. Содержание контрольной работы.....	72
П5.2. Цель работы	72
П5.3. Содержание работы.....	72
П 5.4 Методические указания к выполнению лабораторных работ	73

Дятлов Анатолий Павлович

Дятлов Павел Анатольевич

АНАЛИЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ

С ПОСТОЯННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Методические указания по курсу

Ответственный за выпуск Дятлов А.П.

Редактор Белова Л.Ф.

Корректор Пономарева Н.В.

Компьютерная верстка Дятлов П.А.

ЛР № 020565 от 25 июня 1997 г. Подписано к печати

Формат 60×84¹/₁₆ Бумага офсетная

Офсетная печать. Усл. п.л. – 5. Уч.-изд. л. – 4,8.

Заказ № Тираж 300 экз.

„С“

Издательство Таганрогского государственного радиотехнического университета

ГСП, 17 А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44

Типография Таганрогского государственного радиотехнического университета

ГСП, 17 А, Таганрог, 28, Энгельса, 1